



## PROYECTO FIN DE CARRERA PLAN 2000

E.U.I.T. TELECOMUNICACIÓN

**TEMA:** CIRCUITOS PARA TELECOMUNICACIÓN

**TÍTULO:** ESTUDIO DE LA PRECISIÓN DE LOS MODELOS DE TRANSISTORES DE RADIOFRECUENCIA Y SU EFECTO EN UN CIRCUITO REAL

**AUTOR:** MIGUEL ÁNGEL CORCHERO JIMÉNEZ

**TUTOR:** MIGUEL ÁNGEL DEL CASAR TENORIO

**Vº Bº.**

**DEPARTAMENTO:** DIAC

**Miembros del Tribunal Calificador:**

**PRESIDENTE:** PILAR OCHOA PÉREZ

**VOCAL:** MIGUEL ÁNGEL DEL CASAR TENORIO

**VOCAL SECRETARIO:** FRANCISCO JOSÉ ARQUÉS OROBÓN

**DIRECTOR:**

**Fecha de lectura:**

**Calificación:**

**El Secretario,**

### RESUMEN DEL PROYECTO:

EL PRESENTE PROYECTO DE FIN DE CARRERA TRATA SOBRE EL ESTUDIO DE LA PRECISIÓN DE LOS MODELOS DE TRANSISTORES DE RADIOFRECUENCIA Y EL EFECTO QUE LA MISMA PRODUCE EN UN CIRCUITO REAL, COMO ES LA VARIABILIDAD DE DIVERSAS MAGNITUDES TALES COMO LA GANANCIA Y EL PUNTO DE COMPRESIÓN A 1 DECIBELIO. PARA ELLO SE HA CONSTRUIDO UN CIRCUITO DE PRUEBAS QUE HA SIDO SOMETIDO A DIVERSAS SIMULACIONES Y SOBRE EL QUE SE HAN REALIZADO NUMEROSAS MEDIDAS QUE HAN SIDO ANALIZADAS MEDIANTE SOFTWARE DE ANÁLISIS ESTADÍSTICO.



# INDICE DE CONTENIDOS

---

<b>INDICE DE CONTENIDOS.....</b>	<b>1</b>
<b>1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....</b>	<b>3</b>
<b>2. ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN.....</b>	<b>7</b>
<b>3. VARIABILIDAD EN LOS PROCESOS DE FABRICACIÓN .....</b>	<b>17</b>
3.1. FABRICACIÓN DE SEMICONDUCTORES.....	17
3.2. ASPECTOS GENERALES DEL PROCESO DE FABRICACIÓN. ....	20
3.3. VARIACIONES EN EL PROCESO DE FABRICACIÓN.....	24
3.3.1. Clasificación. ....	24
3.3.2. Fuentes de variación en el proceso de fabricación.....	26
<b>4. METODOLOGÍA DEL PROYECTO .....</b>	<b>29</b>
4.1. INSTRUMENTACIÓN, MATERIALES Y SOFTWARE. ....	30
4.2. ELECCIÓN DEL TRANSISTOR BAJO PRUEBA. ....	32
4.3. CIRCUITO DE EXPERIMENTACIÓN. ....	33
4.3.1. Topología del circuito.....	34
4.3.2. Cálculos y simulación previa de funcionamiento. ....	42
4.3.3. Diseño y construcción del prototipo.....	55
4.3.4. Evaluación del prototipo. ....	59
4.4. DESCRIPCIÓN DEL PROCEDIMIENTO DE OBTENCIÓN DE MEDIDAS. ....	62
4.4.1. Procedimiento para caracterizar el dispositivo. ....	63
4.4.2. Procedimiento para realizar medidas sobre el amplificador.....	64
<b>5. DESARROLLO.....</b>	<b>69</b>
5.1. MEDIDAS DE CARACTERIZACIÓN DEL DISPOSITIVO. ....	69
5.1.1. Proceso de calibración del analizador de redes en base a la test-fixture.....	69
5.1.2. Medidas de parámetros scattering “S” del transistor.....	72
5.1.3. Comparativa de los modelos del transistor.....	79
5.2. MEDIDAS DE FUNCIONAMIENTO DEL AMPLIFICADOR. ....	92
5.2.1. Medidas de la ganancia de transducción del amplificador.....	92
5.2.2. Medidas del Punto de Compresión a 1 dB del amplificador.....	97
5.3. SIMULACIÓN DEL CIRCUITO AMPLIFICADOR.....	99
5.3.1. Consideraciones sobre la simulación.....	100
5.3.2. Simulación de la ganancia de transducción del amplificador. ....	101
5.3.3. Simulación del punto de compresión a 1 dB. ....	108
5.4. VALORACIÓN DE RESULTADOS.....	113
<b>6. ANÁLISIS ESTADÍSTICO DE LAS MEDIDAS.....</b>	<b>119</b>

6.1.	DEFINICIÓN DE TÉRMINOS.....	120
6.2.	ANÁLISIS ESTADÍSTICO DE LAS MEDIDAS DE CARACTERIZACIÓN DEL TRANSISTOR. ....	126
6.3.	ANÁLISIS ESTADÍSTICO DE LAS MEDIDAS DE GANANCIA Y P1dB DEL CIRCUITO AMPLIFICADOR. ....	131
<b>7.</b>	<b>CONCLUSIONES .....</b>	<b>137</b>
	<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>139</b>
	<b>ÍNDICE DE FIGURAS.....</b>	<b>141</b>
	<b>ÍNDICE DE TABLAS.....</b>	<b>149</b>
	<b>APÉNDICE A .....</b>	<b>151</b>
	TABLAS DE MEDIDAS DE CARACTERIZACIÓN DEL TRANSISTOR CON PARÁMETROS “S” .....	151
	<b>APÉNDICE B .....</b>	<b>165</b>
	TABLAS DE MEDIDAS DE LA GANANCIA Y EL PUNTO DE COMPRESIÓN A 1 dB DEL AMPLIFICADOR. ....	165
	<b>APÉNDICE C .....</b>	<b>173</b>
	CÁLCULOS ESTADÍSTICOS DE LAS MEDIDAS DE CARACTERIZACIÓN DEL TRANSISTOR. ....	173
	<b>APÉNDICE D .....</b>	<b>207</b>
	CÁLCULOS ESTADÍSTICOS DE LAS MEDIDAS DE GANANCIA Y P1dB .....	207
	<b>APÉNDICE E .....</b>	<b>219</b>
	DATASHEETS DE COMPONENTES UTILIZADOS EN ESTE PFC. ....	219



# INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS



## 1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

---

En las últimas décadas se han producido importantes avances en las técnicas de diseño en RF que han permitido el auge de infinidad de productos adaptados a las diferentes áreas tecnológicas de la industria, los cuales han proporcionado al ser humano múltiples beneficios. Estas técnicas de diseño están basadas en el avance de los sistemas informáticos y procesamiento de datos, herramientas de simulación e instrumentos de medida y caracterización de componentes y sistemas.

Las técnicas actuales facilitan enormemente la labor de diseño en RF, pero su eficacia depende en cierto grado de cómo el ingeniero es capaz de aprovechar la información que le es suministrada. Un primer problema se presenta en este sentido, y no es otro que el de la aproximación de los modelos al mundo real. Los valores de los parámetros del modelo del dispositivo es proporcionado por el fabricante del mismo, y de su precisión en la determinación de los mismos depende la aproximación del diseño teórico al sistema final. Por otro lado, una vez caracterizado el dispositivo por el fabricante, nos encontramos con la cuestión de la variabilidad de sus características debido al proceso de producción.

El objetivo principal que se persigue con este PFC es *estudiar la precisión de los modelos de parámetros que ofrece el fabricante de transistores de RF*, es decir, dados unos modelos de parámetros del dispositivo (parámetros S, SPICE, etc....), se trata de observar el comportamiento y variabilidad de dicho dispositivo en un circuito real así como su aproximación al modelo que lo caracteriza. En definitiva, se trata de comprobar la precisión de los modelos, ya que un modelo muy impreciso acusará fuertes variaciones en su respuesta real, mientras que un modelo con mayor precisión será aquél que presente menores variaciones. Para ello se va a construir un circuito de pruebas o experimentación que servirá para realizar una serie de medidas de parámetros de una misma referencia de transistor, habiéndose elegido un transistor fabricado actualmente por tres importantes fabricantes de semiconductores, de tal forma que analizando individual y comparativamente el comportamiento de estos modelos podremos hacernos una idea del efecto que tiene la imprecisión de los mismos en un circuito real.

Para evitar ambigüedades en la interpretación de lo anteriormente expuesto, se definen a continuación algunos conceptos que es necesario tener claros:

- **Exactitud.-** Según el VIM<sup>1</sup>, se define la *exactitud de medida* como la *proximidad existente entre un valor medido y un valor verdadero* de un mensurando. Es decir, las medidas son exactas cuando sus resultados coinciden muy bien con el valor real que pretendemos medir.
- **Precisión.-** Según el VIM, se define la *precisión de medida* como la *proximidad existente entre los valores medidos obtenidos en mediciones repetidas* de un mismo objeto, bajo condiciones específicas. Estas condiciones se denominan principalmente condiciones de reproducibilidad, y por tanto, frecuentemente, el término precisión denota simplemente reproducibilidad, es decir, está asociado a la dispersión de las mediciones reiteradas, la cual es habitual expresarla numéricamente mediante medidas de dispersión tales como la desviación típica, la varianza o el coeficiente de variación bajo las condiciones especificadas. Así pues, las medidas son precisas cuando la dispersión de los resultados es pequeña.

Simplificando, el término *exactitud* hace referencia a la cercanía de una medida con el valor considerado como correcto, mientras que la *precisión* hace referencia a la cercanía de una serie de medidas entre sí. Estos conceptos quedan bien ilustrados mediante la FIGURA 1-1. Desde un punto de vista estadístico, la concepción de estos términos pueden representarse mediante la FIGURA 1-2.

Vistas las diferencias entre exactitud y precisión, recalquemos que el objetivo de este PFC es estudiar la precisión de los modelos de un mismo transistor que es sometido a una serie de medidas, y no la exactitud de estas medidas.

---

<sup>1</sup> VIM: Vocabulario Internacional de Metrología.

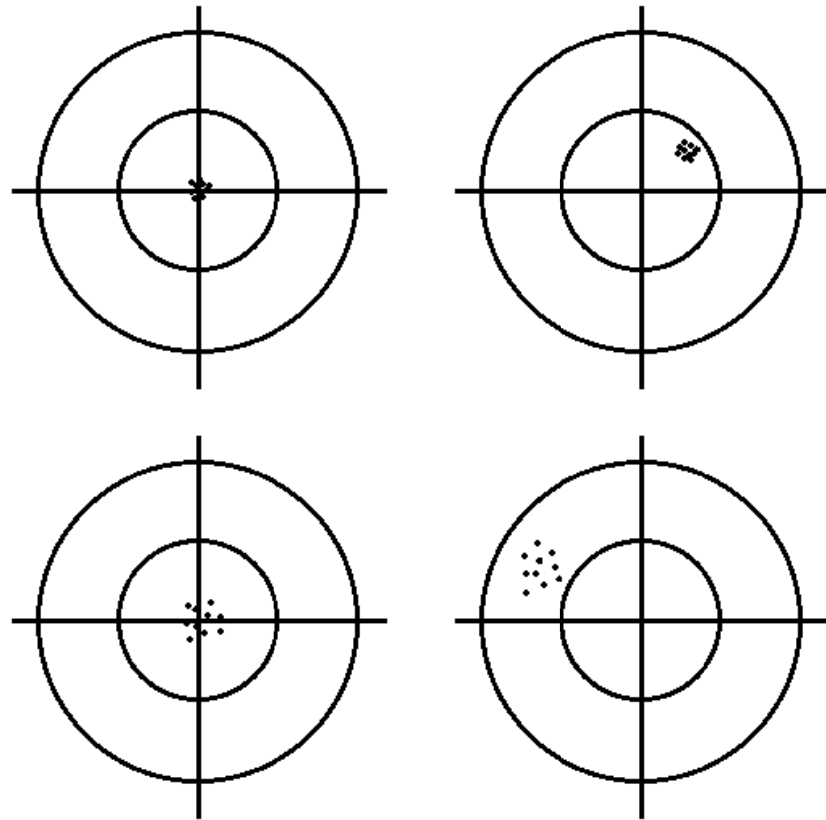


FIGURA 1-1 – Ilustración gráfica de los conceptos de exactitud y precisión.

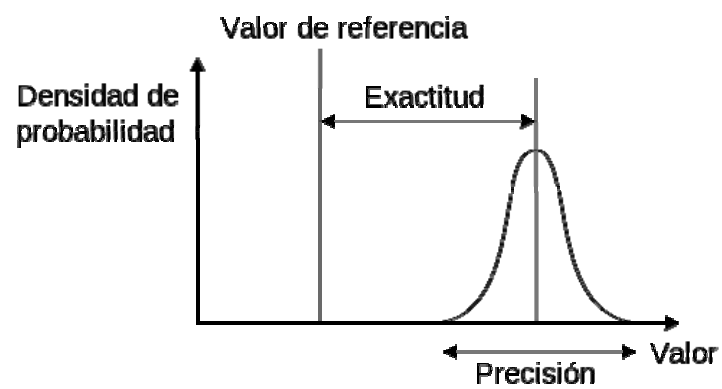


FIGURA 1-2 – Ilustración gráfica de los conceptos de exactitud y precisión en términos estadísticos.



## ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN





## 2. ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN

---

Siempre se ha dicho que la ingeniería no es una ciencia exacta, o por lo menos no se ha catalogado como tal. De hecho, existen ciertas diferencias entre la ingeniería y la ciencia, aunque no nos detendremos aquí a indagar sobre tales cuestiones. Simplemente reseñar que, mientras la ciencia se ocupa de la búsqueda y teorización de las causas con la mayor exactitud en la modelización de las mismas, la ingeniería trata de la búsqueda y teorización de los procesos con una exactitud suficiente en su modelización. La ciencia intenta, en definitiva, obtener un diseño correcto de conclusiones basadas en teorías y datos exactos, mientras que la ingeniería intenta obtener el diseño correcto de las decisiones basadas en datos incompletos y modelos aproximados [1].

En cualquier caso, la inexactitud de la ingeniería no ha de implicar de por sí un conformismo en cuanto al análisis y síntesis de las soluciones, sino que ha de abordarse el problema con el objetivo de encontrar soluciones prácticas técnicamente válidas según un cierto grado de error y variabilidad que conlleven la mayor exactitud en el comportamiento del producto o proceso diseñado. Además, hay que tener en cuenta que cuando se planifica y diseña un determinado producto o sistema en ingeniería, el análisis y la cantidad de variables que habría que considerar para obtener una solución “exacta” sería tal que el mismo diseño se haría inviable tanto técnica como económicamente.

Es cierto que las técnicas de análisis y simulación han evolucionado favorablemente ofreciendo herramientas cada vez más potentes y avanzadas, que contribuyen a una mejor modelización de dispositivos y procesos. Aún así, siempre existen variables que, por determinadas circunstancias, no es posible controlar. Valga como ejemplo el caso de la ingeniería electrónica, donde existen ciertos factores de variabilidad inducidos por los procesos manufactureros de los componentes electrónicos, en los cuales influyen multitud de condicionantes tales como tecnológicos (maquinaria, instrumentación, herramientas de análisis, ...), humanos (cualificación de ingenieros y operarios) y ambientales (suciedad, humedad,...).

Por tanto, es tarea de la ingeniería encontrar el método que no solamente ofrezca un buen grado de aproximación al resultado esperado, sino que, además, incorpore técnicas de protección frente a la variabilidad de las magnitudes intervinientes en el proceso,

como podrían ser compensación frente a variaciones de temperatura, ganancia, envejecimiento, humedad, etc.

Teniendo en cuenta lo dicho hasta aquí, resulta evidente que el ingeniero dispone de cierto poder de maniobra para controlar el desarrollo de sus diseños en lo que se refiere a la precisión para ajustarse a determinadas especificaciones, para lo cual puede recurrir a diversas técnicas o materiales que repercutan en tal fin. Y aunque existen parámetros de comportamiento bastante predecibles y cuantificables, tales como variaciones de temperatura o humedad según qué condiciones y entornos o el envejecimiento de los materiales debido al paso del tiempo, existen otros parámetros cuyas variaciones tienen un origen aleatorio, como es el caso de las mencionadas variaciones inducidas por el proceso de fabricación.

En este PFC se va a realizar una investigación que guarda estrecha relación con el factor de variabilidad anteriormente mencionado: el proceso de fabricación. Más concretamente, el PFC versa sobre el estudio del grado de precisión y variabilidad a que el ingeniero de diseño electrónico se enfrenta cuando aborda un determinado proyecto basado en dispositivos activos, intentando arrojar luz sobre la validez de los modelos y procedimientos que normalmente se utilizan para tal cometido, como son las hojas técnicas del fabricante y los modelos de parámetros del componente. Obviamente, el grado de precisión del proceso manufacturero del dispositivo activo para adecuarse a determinadas especificaciones (las cuales habitualmente se detallan en sus hojas de características y modelos de parámetros) redundará en el grado de aproximación al resultado esperado. El componente que se ha escogido como objeto de este estudio es el transistor de RF (radiofrecuencia), por ser pieza fundamental del funcionamiento de los sistemas de comunicaciones electrónicas, de amplio uso y gran importancia en el desarrollo tecnológico actual.

La ingeniería del diseño electrónico cubre un espectro bastante amplio, pudiendo enmarcarnos en un campo u otro según el propósito del desarrollo propuesto atendiendo a determinadas características: frecuencia, potencia, tipo de señales (analógicas o digitales), medio de transporte (cable, radio,...), etc. Según en qué escenario trabaje el ingeniero de diseño, éste se encontrará con más o menos dificultades. Existe un campo, que es el que se ha escogido para realizar este PFC, en el que las cosas son particularmente complicadas: la *electrónica de alta frecuencia*. En alta

frecuencia influyen multitud de factores en el comportamiento de un circuito. Por citar algunos, nos encontramos con la *no idealidad* de los componentes, tanto activos como pasivos, o con el hecho de que las pistas de un circuito impreso por el que transitan señales de alta frecuencia no pueden considerarse como simples conexiones en el sentido tradicional, sino que pasan a convertirse en *líneas de transmisión*.

El ingeniero cuenta con un bagaje teórico y herramientas de simulación, adaptadas a cada escenario del diseño electrónico, para abordar su proyecto de diseño. Además cuenta con determinada documentación proporcionada por los fabricantes de los componentes que expone con mayor o menor detalle las características de su producto, encontrándonos, en general, con los siguientes tipos de documentación:

- ***Hojas de características***, también conocidas como *datasheets*, donde se pueden consultar las características eléctricas, mecánicas, térmicas, etc., con los valores típicos o recomendados de operación del dispositivo y sus valores máximos (*absolute maximum ratings*). En el caso de transistores de RF se incluyen habitualmente gráficos que relacionan el comportamiento de unos parámetros respecto a otros, aportando información sobre niveles de ruido, distorsión, etc. La FIGURA 2-1 es un ejemplo del tipo de documentación contenida en una hoja de características de un transistor de RF.

**CHARACTERISTICS**T<sub>J</sub> = 25 °C unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I <sub>CBO</sub>	collector cut-off current	I <sub>E</sub> = 0; V <sub>CB</sub> = 5 V	—	—	50	nA
h <sub>FE</sub>	DC current gain	I <sub>C</sub> = 30 mA; V <sub>CE</sub> = 5 V	40	90	—	—
C <sub>c</sub>	collector capacitance	I <sub>E</sub> = I <sub>C</sub> = 0; V <sub>CB</sub> = 5 V; f = 1 MHz	—	0.7	—	pF
C <sub>e</sub>	emitter capacitance	I <sub>C</sub> = I <sub>C</sub> = 0; V <sub>EB</sub> = 0.5 V; f = 1 MHz	—	1.9	—	pF
C <sub>re</sub>	feedback capacitance	I <sub>C</sub> = I <sub>C</sub> = 0; V <sub>CE</sub> = 5 V; f = 1 MHz; T <sub>amb</sub> = 25 °C	—	0.6	—	pF
f <sub>T</sub>	transition frequency	I <sub>C</sub> = 30 mA; V <sub>CE</sub> = 5 V; f = 500 MHz	4.5	6	—	GHz
G <sub>UM</sub>	maximum unilateral power gain (note 1)	I <sub>C</sub> = 30 mA; V <sub>CE</sub> = 8 V; f = 1 GHz; T <sub>amb</sub> = 25 °C	—	13	—	dB
		I <sub>C</sub> = 30 mA; V <sub>CE</sub> = 8 V; f = 2 GHz; T <sub>amb</sub> = 25 °C	—	7	—	dB
F	noise figure (note 2)	I <sub>C</sub> = 5 mA; V <sub>CE</sub> = 8 V; f = 1 GHz; Γ <sub>s</sub> = Γ <sub>opt</sub> ; T <sub>amb</sub> = 25 °C	—	1.9	—	dB
		I <sub>C</sub> = 5 mA; V <sub>CE</sub> = 8 V; f = 2 GHz; Γ <sub>s</sub> = Γ <sub>opt</sub> ; T <sub>amb</sub> = 25 °C	—	3	—	dB
V <sub>O</sub>	output voltage	notes 2 and 3	—	425	—	mV
d <sub>2</sub>	second order intermodulation distortion	notes 2 and 4	—	-50	—	dB

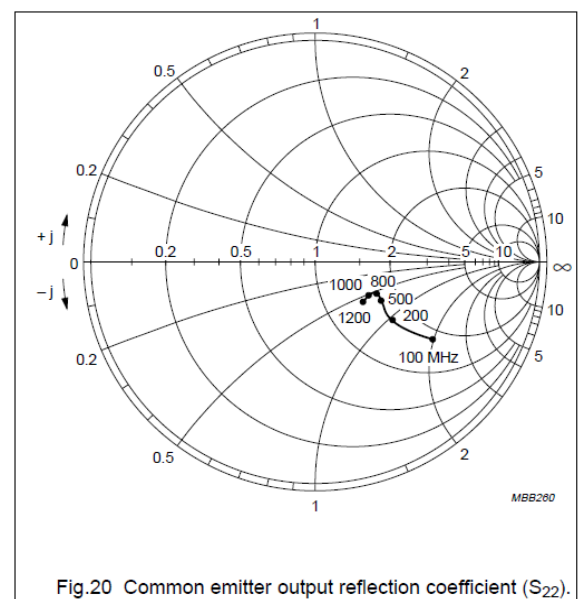
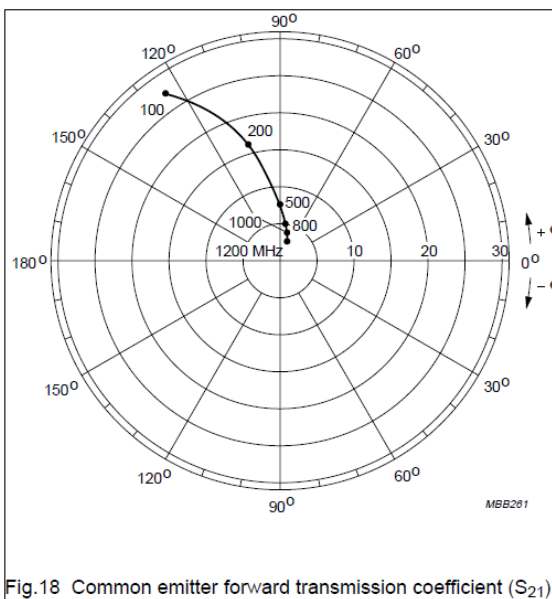
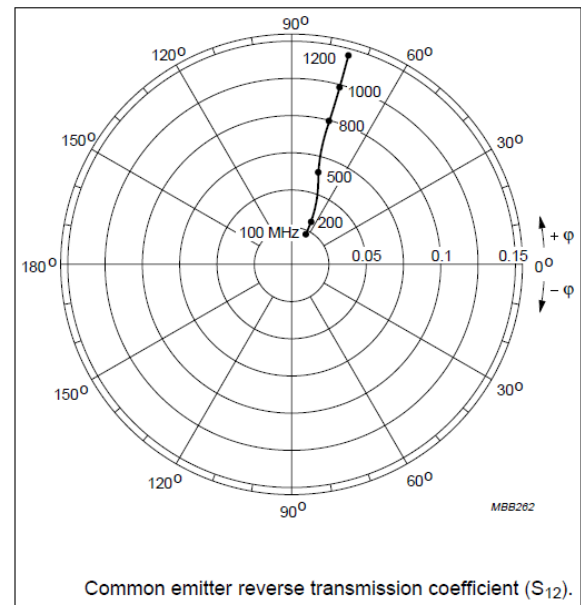
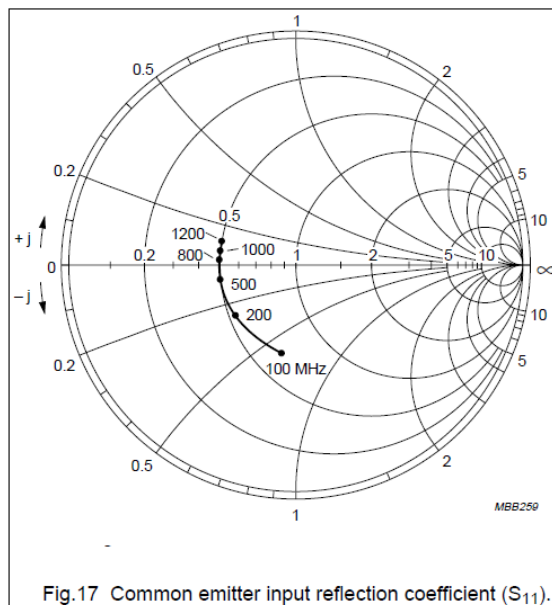
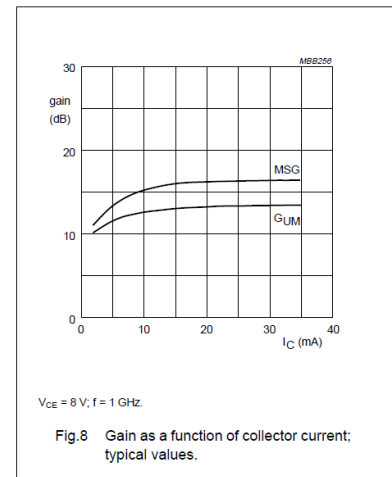


FIGURA 2-1 – Ejemplo de información que podemos encontrar en una hoja de características de un transistor de RF.

- **Ficheros informáticos de parámetros**, los cuales pueden ser incluidos en un programa de simulación para modelizar un determinado componente y analizar el funcionamiento del circuito. Existen varios formatos de este tipo de ficheros y éstos pueden incluir información de parámetros lineales, como los parámetros *scattering* (abreviadamente “S”), que son tratados desde el punto de vista de las redes de  $n$  puertos, o pueden incluir información de parámetros intrínsecos del dispositivo como son corrientes y tensiones de las uniones P-N así como elementos de interconexión como resistencias, inductancias y capacidades, que permiten analizar su comportamiento tanto lineal como no lineal, siendo el caso más conocido el de los ficheros SPICE que contienen información del modelo Gummel-Poon. Últimamente se han dado a conocer otro tipo de parámetros que, estando enfocados en el sentido de las redes de  $n$  puertos como los parámetros “S”, sirven para realizar análisis de tipo no lineal, siendo el ejemplo más representativo el de los parámetros “X” desarrollados por Agilent Technologies [2]. En la FIGURA 2-2 y la FIGURA 2-3 se muestran sendos ejemplos de modelos de parámetros “S” y SPICE:

```

! Filename:      BFR93AH.S2P
! Philips part #: BFR93A
! Bias condition: Vce=8V, Ic=30mA
!
#  MHZ  S  MA  R  50
! Freq      S11      S21      S12      S22      |GUM [dB]
40      .572 -39.6  41.364 151.0  .012  73.0  .866 -21.3 ! 40.1
100     .447 -79.2  28.224 126.2  .023  63.2  .632 -37.7 ! 32.2
200     .369 -117.3 17.123 109.0  .036  64.3  .422 -45.0 ! 26.2
300     .336 -134.9 11.967 100.1  .046  65.9  .333 -45.6 ! 22.6
400     .324 -146.6  9.213  95.0  .058  68.7  .288 -45.2 ! 20.1
500     .339 -154.1  7.585  90.0  .069  70.1  .265 -44.3 ! 18.4
600     .332 -161.4  6.325  87.1  .081  70.4  .252 -44.0 ! 16.8
700     .312 -164.2  5.508  84.2  .093  72.1  .244 -43.8 ! 15.5
800     .308 -172.9  4.816  81.6  .105  71.4  .242 -43.5 ! 14.3
900     .312 -174.5  4.331  79.1  .116  72.3  .239 -43.9 ! 13.4
1000    .312 177.6  3.892  76.1  .127  72.1  .233 -43.6 ! 12.5
1200    .315 174.0  3.293  71.4  .152  71.6  .226 -44.7 ! 11.0
1400    .340 169.3  2.873  67.0  .175  70.0  .220 -47.4 !  9.9
1600    .320 168.3  2.574  63.7  .199  69.6  .223 -49.2 !  8.9
1800    .296 157.3  2.285  60.2  .218  68.2  .224 -50.2 !  7.8
2000    .329 157.2  2.136  56.3  .240  66.8  .216 -50.6 !  7.3
2200    .346 146.9  1.944  53.0  .263  66.4  .195 -52.9 !  6.5
2400    .358 146.9  1.827  49.9  .285  64.5  .182 -59.9 !  6.0
2600    .374 145.5  1.705  46.7  .304  63.0  .181 -66.2 !  5.4
2800    .346 140.4  1.631  44.0  .326  61.8  .182 -69.4 !  4.9
3000    .380 133.9  1.535  40.9  .348  60.1  .169 -70.8 !  4.5

```

FIGURA 2-2 – Fichero de parámetros “S” en formato Touchstone del transistor BFR93A fabricado por Philips Semiconductor, para un determinado punto de trabajo en continua (bias condition).

```

*****
* SIEMENS Small Signal Semiconductors
* GUMMEL-POON MODEL CHIP PARAMETERS IN SPICE 2G6 SYNTAX
* VALID UP TO 6 GHZ
* >>> T259 <<< (CHIP)
* Extracted on behalf of SIEMENS Small Signal Semiconductors by
* Institut fuer Mobil- und Satellitenfunktechnik (IMST)
* (C) 1996 SIEMENS AG
* Version 1.0      September 1996
*****
.MODEL T259 NPN(
+ IS = 8.6752e-15      BF = 137.63      NF = 0.93633
+ VAF = 20.011        IKF = 0.33395    ISE = 2.6193e-12
+ NE = 1.5466         BR = 59          NR = 0.88761
+ VAR = 26.834        IKR = 0.015129   ISC = 7.0823e-16
+ NC = 1.95           RB = 7.2326      IRB = 4.3806e-05
+ RBM = 3.4649        RE = 1.0075      RC = 0.13193
+ CJE = 3.1538e-15    VJE = 0.70393    MJE = 0.5071
+ TF = 3.3388e-11     XTF = 0.28319    VTF = 0.17765
+ ITF = 0.0025184     PTF = 0           CJC = 1.0395e-12
+ VJC = 0.72744       MJC = 0.34565    XCJC = 0.21422
+ TR = 1.1061e-09     CJS = 0           VJS = 0.75
+ MJS = 0             XTB = 0         EG = 1.11
+ XTI = 3             FC = 0.75935)
*****

```

FIGURA 2-3 – *Fichero SPICE de parámetros del transistor BFR93A según el modelo Gummel-Poon, fabricado por SIEMENS.*

Con esta documentación, el ingeniero procede a desarrollar su diseño que ha de cumplir con determinadas especificaciones de funcionamiento, las cuales admitirán cierta holgura o tolerancia en cuanto a variaciones de sus valores característicos se refiere; en algunos casos, estas variaciones tendrán unos límites más generosos, mientras que en otros los límites impuestos pueden ser lo suficientemente restrictivos como para que una pequeña variación haga que el producto diseñado no pueda ser homologado. Por ejemplo, un amplificador de bajo ruido y 40 dB de ganancia nominal para la banda de 470 a 790 MHz destinada a señales de radiodifusión de TV podría admitir, en el 95% de los casos, variaciones de ganancia de -2 dB que corresponde a un 5% de desviación respecto a la ganancia nominal (40 dB), porque el ingeniero que desarrolló el amplificador constató en las especificaciones técnicas un margen de variación de  $\pm 2$  dB, considerando que este valor es suficiente para que al planificar una instalación de recepción de TV no suponga una alteración significativa de la calidad de la señal en el receptor.

Si por cualquier circunstancia se incrementan las variaciones de los parámetros característicos de cierto producto –por ejemplo, pasar a -4 dB de variación de ganancia en el ejemplo anterior– el producto podría tener dificultades para pasar los controles de calidad. Una variación acusada en el funcionamiento de un cierto producto, pongamos por caso el del amplificador anterior, no es algo que resulte poco probable si tenemos en cuenta que el mismo está compuesto, normalmente, por varias etapas transistorizadas, de modo que una variación de -1 dB en cada etapa acumula de manera global -4 dB.

Ya se ha comentado que el origen de estas variaciones puede tener diversa índole y que el ingeniero de diseño tiene en sus manos las herramientas necesarias para determinar, acotar y corregir la variabilidad del comportamiento de su diseño, bien sea por la incorporación de circuitería adicional o de ciertas técnicas de diseño. En cualquier caso, lo deseable es que tales variaciones estén minimizadas lo máximo posible, ya que es la única forma de evitar situaciones en que las mismas excedan los rangos de actuación de los mecanismos de corrección. Algunas fuentes de variabilidad del funcionamiento de un dispositivo pueden ser acotadas con bastante grado de certidumbre; por ejemplo, si el diseño está destinado a un uso en condiciones extremas de temperatura, basta con obtener datos estadísticos de las variaciones de temperatura de la zona y aplicar métodos de compensación adaptados a dichos intervalos de fluctuación. Lo mismo podría decirse para otros casos, como el envejecimiento del material; sería cuestión de obtener un modelo empírico de envejecimiento del dispositivo y aplicar los mecanismos adecuados para compensar las variaciones provocadas por dicho fenómeno. Estas fuentes de variabilidad podrían ser consideradas como predecibles y cuantificables, en el sentido de que son fenómenos inevitables, conocidos y estudiados.

Por el contrario, existen otras fuentes de variabilidad que no son tan predecibles, ya que tienen su origen en procesos que a su vez llevan implícitas ciertas variaciones que no son tan fáciles de prever o no están suficientemente caracterizadas. En este punto, hemos de hacer referencia a la fuente de variabilidad de la que deriva la necesidad de realizar el PFC que nos ocupa: el *proceso de fabricación de dispositivos electrónicos basados en semiconductores*. En lo sucesivo, nos referiremos a éste simplemente como proceso de fabricación, en el cual entra, obviamente, el de los transistores de RF.

Al hilo de lo que se decía en el párrafo anterior, el proceso de fabricación acarrea un factor de variabilidad que no es tan predecible, ya que entran en juego factores de cierta aleatoriedad que hacen difícil caracterizar el comportamiento del proceso. El proceso de fabricación es responsable de lo que se conoce como *variabilidad inducida*, de tal modo que, en el caso de los transistores, además de las fuentes de variabilidad como la temperatura, el envejecimiento, etc., las cuales pueden afectar directamente a parámetros como la ganancia o la distorsión, se añade otra fuente de variabilidad que afecta directamente a la *precisión en el diseño* y que, finalmente, repercutirá en la *precisión en el funcionamiento*. En efecto, el ingeniero, que inicialmente podía aplicar determinadas técnicas o implementar circuitería adicional para intentar corregir las variaciones en el comportamiento de su diseño gracias a su bagaje teórico-práctico y cierta documentación como la que se ha comentado anteriormente, ahora se encuentra con una fuente de variabilidad que no está caracterizada y, por tanto, no conoce su magnitud. Por tanto, la validez de las hojas de características y los modelos de parámetros del transistor se ve afectada (información imprecisa) y el ingeniero que hace uso de tales modelos arrastra un error inducido en el diseño de su circuito electrónico.

El esquema de la FIGURA 2-4 intenta resumir de manera visual las ideas que se han expuesto hasta aquí.

La magnitud de las variaciones inducidas por el proceso de fabricación está sujeta en cierto modo a los métodos e instrumentaria del fabricante. En consecuencia, cada fabricante ofrecerá un determinado grado de precisión en la fabricación de sus dispositivos que repercute en la fiabilidad de sus hojas de características y sus modelos de parámetros.

Es obvio, además, pensar que un mismo modelo de transistor de RF fabricado por diferentes empresas de semiconductores no tendrá las mismas características exactamente, sino que existirán algunas diferencias más o menos significativas.



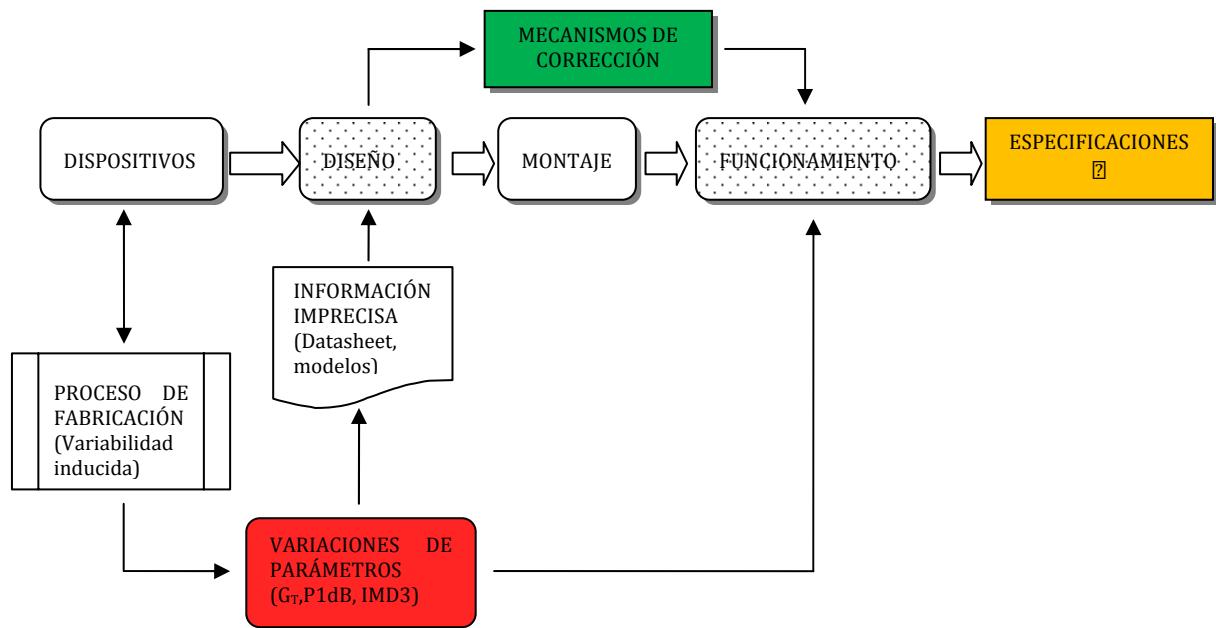


FIGURA 2-4 .- Representación esquemática de la problemática de la precisión de los modelos a causa del proceso de fabricación.

Por otro lado, la información contenida en las hojas de características y modelos de parámetros se basa en información procedente de la ejecución de determinados test de caracterización del dispositivo que el fabricante realiza apoyándose en determinadas técnicas y métodos de medida. Por tanto, nos encontramos con otro factor que influye en la precisión del diseño y los resultados, ya que la *test-fixture* empleada por el fabricante del dispositivo será diferente a la que utilice el desarrollador, limitado por sus medios.

Así pues, sería interesante conocer en qué medida afecta al diseño esta precisión en la fabricación de transistores que, en definitiva, afecta a la precisión en los modelos y hojas de características. Cuanto mejor se conozcan las consecuencias de la imprecisión de los modelos, mejor podrá el ingeniero abordar el proyecto de diseño en cuanto a la aplicación de técnicas y métodos o de conocer la fiabilidad del producto diseñado.

En resumen, toda la exposición relatada en este apartado sobre la problemática de la precisión de los modelos del fabricante, plasmada de manera visual en la FIGURA 2-4, podría ajustarse al proceso detallado en los siguientes puntos:

- El ingeniero de diseño selecciona un transistor de RF para su proyecto.

- El fabricante proporciona hojas de características y ficheros de parámetros del transistor que ayudan al ingeniero en sus tareas de análisis y simulación del circuito.
- La documentación ofrecida por el fabricante está basada en medidas del dispositivo sobre una determinada *test-fixture*, por lo que habrá ciertas diferencias entre los resultados derivados de los datos del fabricante y los obtenidos por el ingeniero de diseño a la hora de contrastar resultados obtenidos de las simulaciones y los prototipos reales.
- Adicionalmente, la documentación ofrecida por el fabricante no es del todo precisa, ya que existen factores de *variabilidad inducida por el proceso de fabricación* que hacen que los modelos utilizados en las tareas de diseño (que son, en definitiva, los que se detallan en hojas de características y ficheros de parámetros) no correspondan con los modelos de los dispositivos finales que utilizará el ingeniero en sus productos diseñados. Este hecho lo denominaremos como *imprecisión de los modelos*.
- La imprecisión de los modelos derivada del proceso de fabricación afecta, por tanto, no solamente al funcionamiento del producto final debido a la variación de parámetros del dispositivo, sino que también afecta a etapas previas de diseño, lo cual repercutirá también en el funcionamiento del producto final (véase la FIGURA 2-4).
- Diferentes fabricantes ofrecen diferente grado de precisión en sus modelos, debido a su indumentaria, métodos y patrones de calidad.
- En definitiva, se hace necesario *estudiar la precisión de los modelos* ofrecidos por el fabricante y sus consecuencias, viendo los efectos que produce un circuito real, de modo que obtengamos unas conclusiones que permitan verificar la validez de los métodos de diseño tradicionales o bien establecer nuevas consideraciones de diseño.

# VARIABILIDAD EN LOS PROCESOS DE FABRICACIÓN



### 3. VARIABILIDAD EN LOS PROCESOS DE FABRICACIÓN

---

Este capítulo está destinado a exponer someramente algunos aspectos del proceso de fabricación de semiconductores. Con ello se pretende incorporar una base justificativa de la cuestión de la variabilidad inducida por el proceso de fabricación en el funcionamiento del transistor. Pero antes de entrar de lleno en la cuestión principal (las variaciones del proceso) se van a dedicar algunas líneas a mostrar algunos aspectos sobre la fabricación de semiconductores de tipo planar.

#### 3.1. FABRICACIÓN DE SEMICONDUCTORES.

La primera etapa del proceso de fabricación de cualquier dispositivo semiconductor es obtener materiales semiconductores con un determinado nivel de pureza a partir de las materias primas. Estos semiconductores normalmente son silicio (Si), germanio (Ge) o arseniuro de galio (GaAs), y los niveles máximos de impureza requeridos rondan *una parte por mil millones*. Convencionalmente, las materias primas se someten primero a un *proceso de refinación por zona* para obtener un material policristalino de alta pureza. Este proceso consiste en colocar dentro de un aparato una barra de silicio e ir fundiendo regiones, de tal modo que se producirá un desplazamiento de las impurezas hacia un extremo que posteriormente se corta y separa, repitiendo el proceso [3].



FIGURA 3-1 –Barra de silicio policristalino.

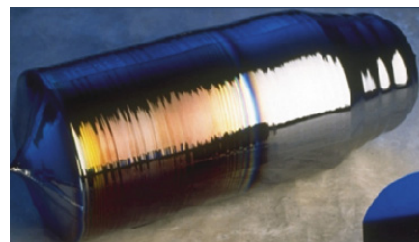
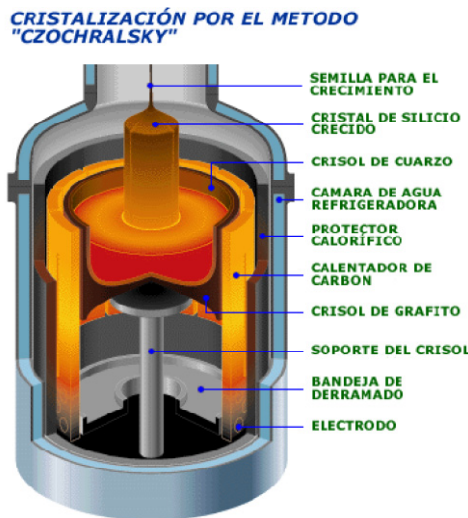


FIGURA 3-2 –Lingote de silicio monocristalino.

El siguiente paso es la obtención de un solo cristal, utilizándose para ello técnicas como la *Czochralski*, que es una técnica de crecimiento en la que un pequeño cristal,

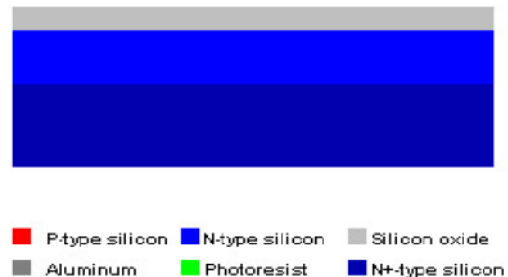


denominado "semilla", se introduce, se rota y se retira de la mezcla de silicio de alta pureza. El cristal va creciendo por enfriamiento al ir lentamente retirando la semilla, ambos girando en sentido contrario. El diámetro del lingote que se va formando se controla mediante la velocidad de extracción y la temperatura. Las velocidades de crecimiento con este método rondan los 0,1-0,2 cm/min.

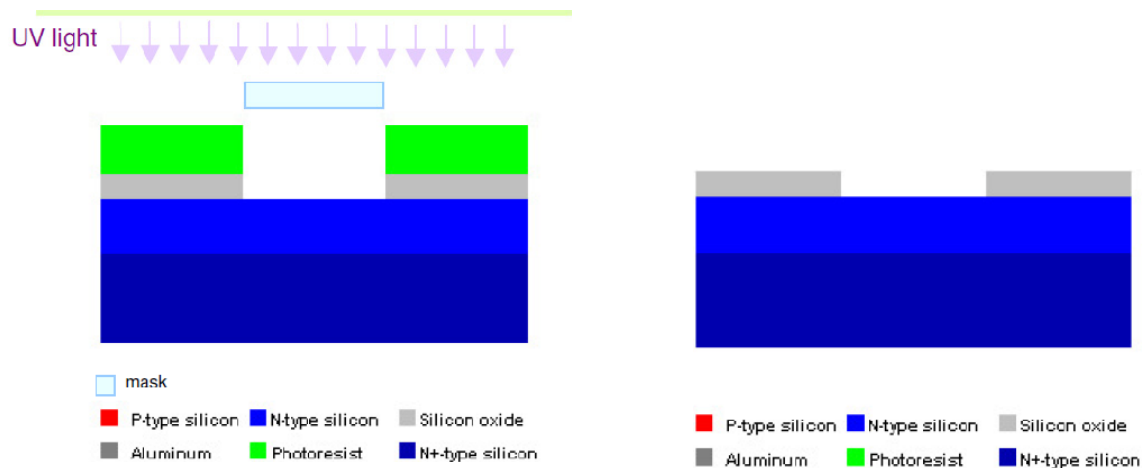
FIGURA 3-3 –Formación del lingote monocristalino por el método de Czochralski.

Una vez formado el lingote (ver FIGURA 3-2), este se somete a una serie de procesos (acabado, cortado, pulido,...) para obtener las obleas. A partir de aquí, se procede a la formación del dispositivo semiconductor propiamente dicho mediante diversas técnicas. Para ofrecer una idea general de las técnicas utilizadas, se muestra como ejemplo y de manera resumida el proceso de formación de un diodo:

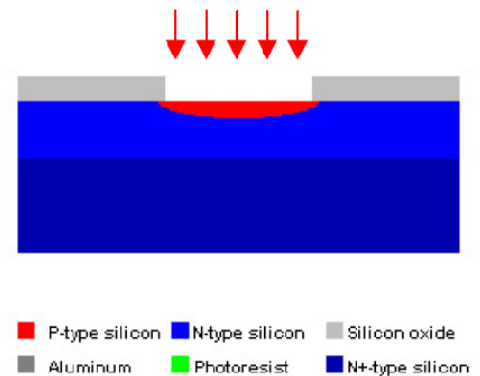
1. Se comienza con un sustrato de tipo N+ sobre el que se crece una capa N. Posteriormente se deposita una capa de dióxido de silicio ( $\text{SiO}_2$ ) que servirá para la aplicación de máscaras litográficas. Esta *oxidación* se produce a altas temperaturas.



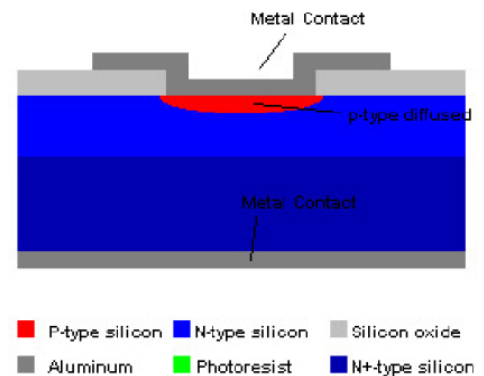
2. Sobre la superficie del óxido se aplica un material fotosensible conocido como *photoresist* (una especie de "resina") y posteriormente se somete a un proceso fotolitográfico, mediante el cual se aplica luz ultravioleta (UV) a través de una *máscara*. La luz UV endurece las zonas de resina sobre las que incide, de tal modo que resisten el posterior atacado químico que se encarga de eliminar el resto.



3. Sobre la ventana formada se produce la difusión o implantación iónica de impurezas de tipo P.



4. Posteriormente se depositan capas de aluminio a las que se somete a un nuevo proceso fotolitográfico para modificar la forma del mismo, quedando de este modo constituidos los terminales del dispositivo.



5. Finalmente, los chips se extraen de la oblea y se miden sus características eléctricas. Otros de los pasos que restan para obtener el dispositivo final son la elaboración de los terminales (*wiring*) y el encapsulado.

### 3.2. ASPECTOS GENERALES DEL PROCESO DE FABRICACIÓN.

En el apartado anterior se han expuesto los principales pasos que intervienen en un proceso de fabricación: oxidación, fotolitografía, grabado, difusión o implantación iónica, y metalización. Un diagrama de flujo genérico común de la secuencia del proceso es el de la FIGURA 3-4.

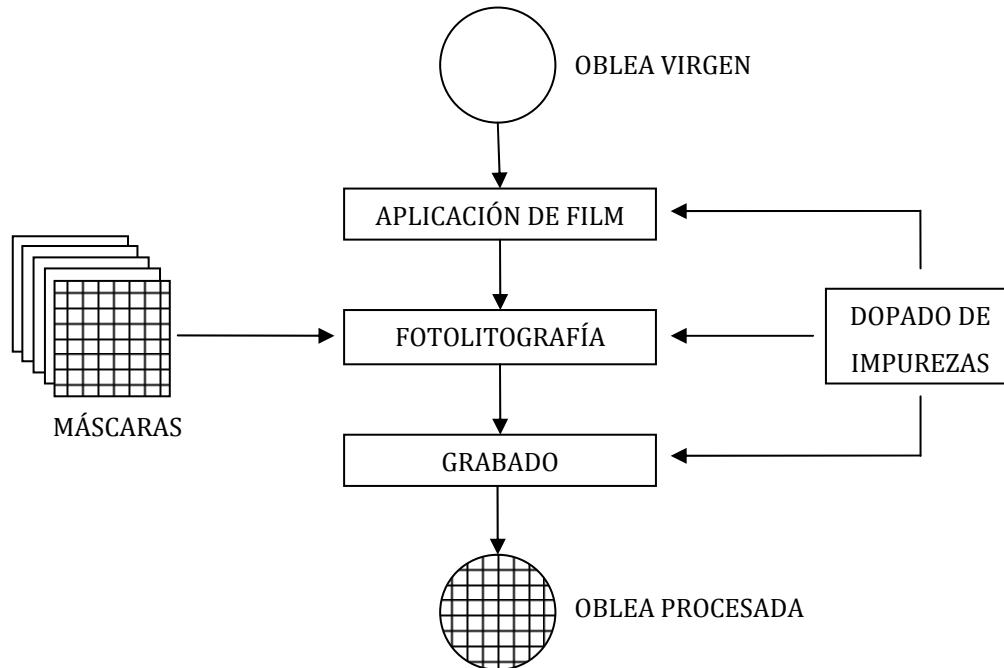


FIGURA 3-4 – *Diagrama de flujo genérico de la secuencia del proceso de fabricación de semiconductores.*

De forma más amplia, el proceso se entiende como la ejecución de ciertos cambios sobre una materia prima inicial, como son cambios en la *geometría* del material y cambios en sus *propiedades constitutivas*. Los objetivos del proceso de fabricación son básicamente los siguientes:

- Reducir los costes totales
- Aumentar la calidad del producto final
- Aumentar la tasa de unidades fabricadas
- Mejorar la flexibilidad del proceso



Para ello, el proceso se desarrolla bajo un conjunto de elementos y acciones que finalmente conducen, con determinado nivel de calidad, al resultado preestablecido por las especificaciones. La FIGURA 3-5 representa de manera visual, a modo de sistema jerárquico de capas, el concepto de proceso de fabricación. En ella, una oblea se halla inmersa en un entorno físico generado por las instalaciones y máquinas. Un conjunto de órdenes y lecturas permite la operación, control y monitorización de las instalaciones, máquinas, entorno y oblea. Un *programa de control* dictamina cuándo y cómo deben ejecutarse las órdenes en función de las lecturas recibidas.

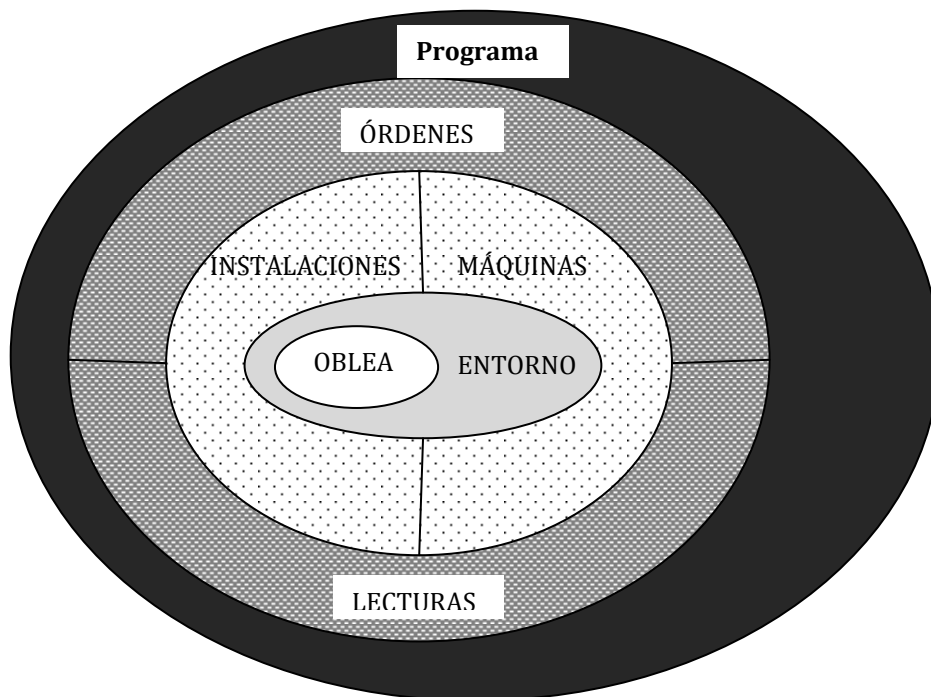


FIGURA 3-5 – *Concepto de proceso de fabricación como sistema de capas.*

En este contexto, se define un *modelo de control del proceso* que debe contemplar los siguientes aspectos:

- Reducir las *perturbaciones* del sistema, mediante programas de mantenimiento, análisis estadístico e identificación de fuentes (Statistical Process Control) y control realimentado de máquinas.

- Reducir la *sensibilidad* del sistema, optimizando o fortaleciendo el proceso mediante medidas sobre experimentos diseñados y ajuste libre de parámetros.
- Medida de las salidas y manipulación de las entradas, mediante control realimentado de las salidas.

Un modelo convencional de control del proceso sería el escenificado por la FIGURA 3-6, donde las variables del producto final son medidas y evaluadas y se retroalimentan como parámetros de control del proceso. En este modelo, se considera como resultado del proceso únicamente el *producto*.

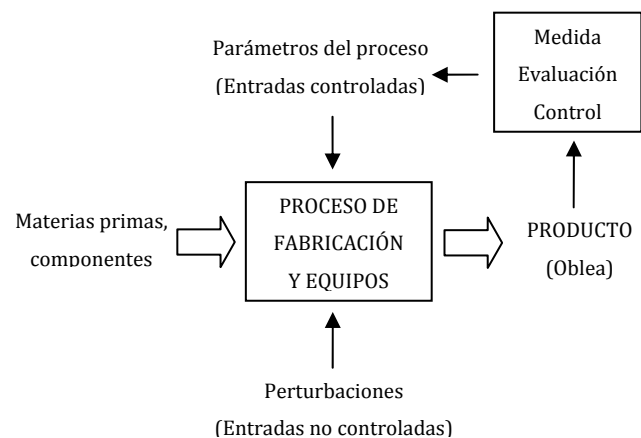


FIGURA 3-6 – *Modelo convencional de control del proceso de fabricación.*

Un modelo alternativo un poco más avanzado, relacionado con el concepto de proceso expuesto en la FIGURA 3-5, es el que aparece en la FIGURA 3-7. En este modelo, el resultado del proceso no es únicamente el producto (la oblea), sino que se consideran también como resultados *estados* del entorno, máquinas, etc. Las informaciones de estado tienen componentes variables en el tiempo que pueden ser controladas o incontroladas. El control del proceso depende del desarrollo de los programas y metodologías para el seguimiento del proceso a través de lecturas, y que afectan el estado del proceso a través de órdenes.

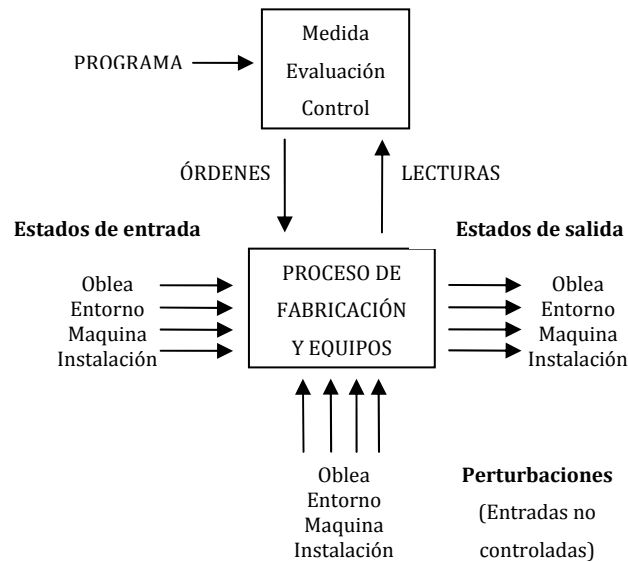


FIGURA 3-7 – *Modelo avanzado de control del proceso de fabricación.*

El modelo de control presentado evalúa los estados de entradas y salidas y actúa según su programa. Estas entradas y salidas son variables relacionadas con diferentes magnitudes que intervienen en cada parte del proceso, que pueden ser de tipo eléctrico, mecánico, térmico o químico. Un esquema de funcionamiento del sistema de control del proceso representado en la FIGURA 3-7 es el de la FIGURA 3-8, en el que las variables realimentadas proceden del material, el equipo y el producto.

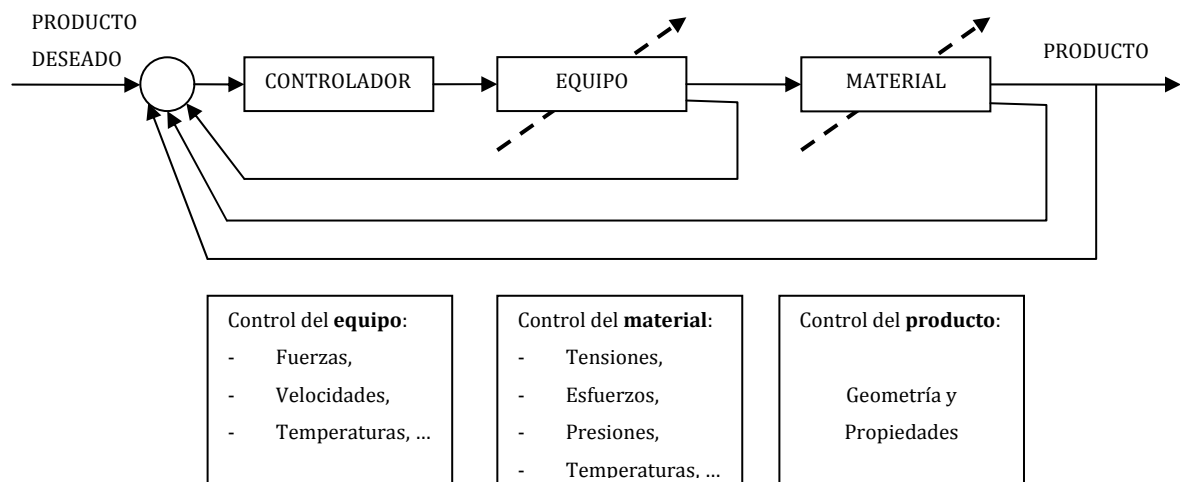


FIGURA 3-8 – *Esquema de funcionamiento del control realimentado del proceso de fabricación.*

Así pues, mediante la supervisión a través de un conjunto de órdenes y lecturas, el sistema realimentado debe encargarse de mantener los valores de las magnitudes del proceso en unos límites adecuados para obtener un producto con el nivel de calidad exigido, límites que son susceptibles de ser rebasados debido a variaciones aleatorias que hemos mencionado anteriormente como perturbaciones y que son ingresadas al proceso como entradas no controladas. Ahora es el momento de indagar en tales variaciones y en sus consecuencias sobre el producto final.

### 3.3. VARIACIONES EN EL PROCESO DE FABRICACIÓN.

Se entiende por *variación* como la desviación de los valores deseados para una estructura de dispositivo diseñado. En los apartados anteriores 3.1 y 3.2 se ha visto en qué consiste el proceso de fabricación de un dispositivo en cuanto a técnicas, componentes y modelos de control del proceso. Es evidente que estos tres factores tienen sus limitaciones más o menos amplias, pero de ellos derivan las variaciones en el proceso. Un determinado grado de variación es inherente a cada producto y, por desgracia, no es posible encontrar dos productos completamente idénticos.

#### 3.3.1. Clasificación.

Una primera clasificación de las variaciones es atendiendo al modo en que varían los parámetros sobre sus elementos, de manera que podemos tener variaciones de *lote a lote*, *de oblea a oblea*, *dentro de la oblea* y *dentro del chip*. La FIGURA 3-9 ilustra visualmente estos conceptos. Este grupo de variaciones normalmente cumplen la siguiente desigualdad:

$$\Delta_{\text{LOTE A LOTE}} > \Delta_{\text{OBLEA A OBLEA}} > \Delta_{\text{EN LA OBLEA}} > \Delta_{\text{EN EL CHIP}}$$

En cualquier caso, esta clasificación está subordinada a una más amplia:

- Variaciones **inter-chip**. – Se trata de la variación de un parámetro al pasar de un chip a otro cuando éste está fabricado sobre la misma oblea, diferente oblea o en diferentes lotes de obleas, y son debidas a fuentes de variaciones diferentes e independientes. En este caso, todas las estructuras de cualquier chip se ven afectadas igualmente.
- Variaciones **intra-chip**. – Se trata de la variación de un parámetro que ocurre dentro del chip, y son debidas a diversas fuentes de variaciones dependientes de los mecanismos implicados en las etapas de fabricación del dispositivo. En este caso no ocurre como en las variaciones inter-chip y las estructuras del chip se ven afectadas de manera desigual, por lo que se produce una “desadaptación” entre ellas que repercute en la configuración óptima del chip.

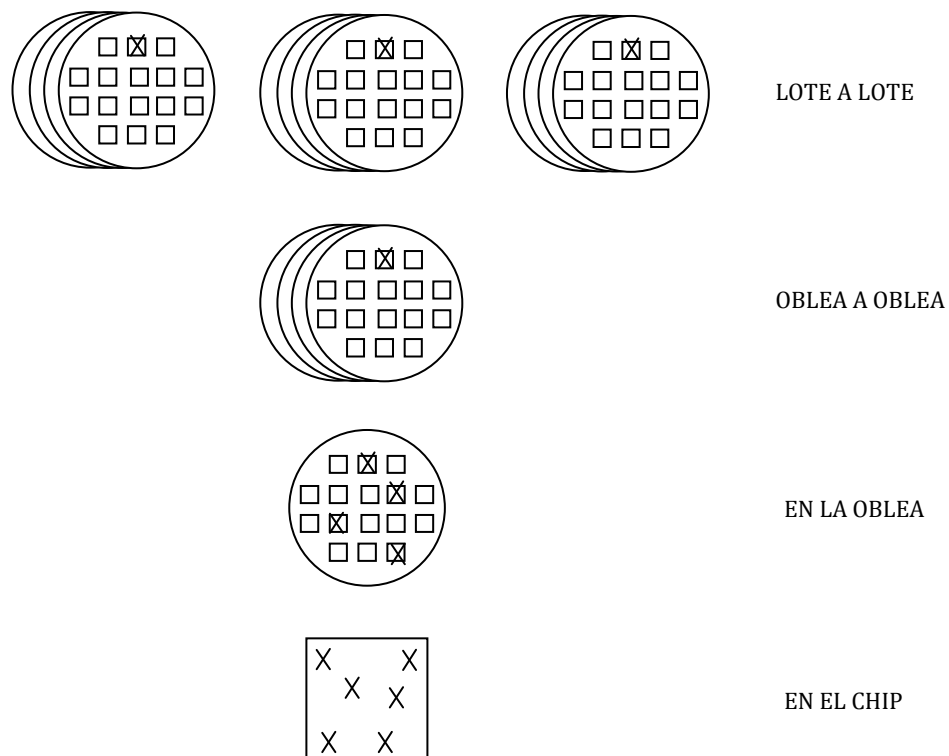


FIGURA 3-9 – Tipos de variaciones en el proceso de fabricación. De lote a lote, de oblea a oblea, en la oblea y en el chip.

Las variaciones también pueden clasificarse como **temporales** y **espaciales**. Un ejemplo de variaciones temporales son las que ocurren entre diferentes lotes o

diferentes obleas de un mismo lote debido a desviaciones en el funcionamiento según transcurre el tiempo. Variaciones espaciales son las que ocurren en un mismo lote, una misma oblea o un mismo chip debido a que, por ejemplo, el equipo no trabaja uniformemente en todo el espacio de la oblea.

Por último, otra clasificación de las variaciones es como **sistemáticas** y **aleatorias**. El objetivo en un proceso de fabricación es que las variaciones sean mayoritariamente de origen sistemático y determinístico, ya que aquello que se repite puede ser tratado con diferentes medios, como acciones de investigación, mejora de los sistemas de control, etc.

### 3.3.2. Fuentes de variación en el proceso de fabricación.

El origen de las variaciones puede tener diversa índole. Cada fuente de variación es susceptible de estudios rigurosos y profundos, pero no es el objetivo de este PFC, por lo que nos limitaremos a exponer brevemente algunos ejemplos del origen de estas variaciones.

En el apartado 3.2 se vio un esquema de funcionamiento del control del proceso de fabricación ilustrado en la FIGURA 3-8. En este sistema nos encontramos con cuatro piezas fundamentales del proceso: *controlador*, *equipo* y *material*, las cuales operan en un *entorno* de condiciones variables. Cada una de estas piezas del proceso es susceptible de convertirse en fuente de variaciones debido a su impacto en la uniformidad de los diferentes subprocesos (deposición, grabado, dopado,...). Así pues, podemos citar las siguientes fuentes de variación:

- **Variaciones del material.**- El material puede variar en sus propiedades o en su geometría inicial:
  - *Geometría:* Grosor de la capa de óxido, dimensiones laterales (anchura, longitud) debido a efectos de proximidad y resolución del proceso fotolitográfico.
  - *Material:* Variaciones en el dopado de impurezas por variación en las densidades, profundidad de la difusión, etc.

- ***Variaciones del equipo.***- Variaciones no sistemáticas, desgaste a largo plazo, deflexiones, etc.
- ***Variaciones del controlador.***- Pueden ser debidas a un control inadecuado o a excesivos ajustes.
- ***Variaciones del entorno.***- Causadas por variaciones de temperatura, humedad, polución, etc., o por una inadecuada gestión del mismo.





# METODOLOGÍA DEL PROYECTO



## 4. METODOLOGÍA DEL PROYECTO

---

En este capítulo se expondrá lo que constituye los cimientos del estudio que nos ocupa. Se trata de establecer el punto de partida y explicar la dirección que ha de tomar el posterior desarrollo para, en último término, obtener las conclusiones pertinentes.

En primer lugar se trata la cuestión de la elección del transistor bajo prueba, la cual es abordable desde diferentes puntos de vista, como pueden ser la tecnología (BJT, HBT, HEMT, MESFET, GaAs FET,...), banda de frecuencias (BF, HF, VHF, UHF,...), condiciones de trabajo (uso comercial, uso militar,...), etc. Se verá por qué estas cuestiones son importantes y deben ser tenidas en cuenta, ya que nos harán tener claro el alcance de las conclusiones que obtengamos.

El segundo paso consiste en dotar al transistor elegido de un medio físico en el que poder funcionar, es decir, el *circuito de test*. La elaboración del circuito de test requiere de una secuencia de operaciones determinada, como es la elección de una topología de circuito, cálculos relativos al punto de trabajo o polarización del transistor, diseño del circuito impreso y pruebas de funcionamiento. Obviamente, el circuito de test puede ser objeto de un estudio y análisis profundo, contemplando cuestiones como estabilidad de la polarización, modelos reales de los componentes asociados, análisis electromagnéticos y radiación, etc., pero tales cuestiones no son imprescindibles ni tan siquiera necesarias para adaptarnos a los objetivos que se persiguen en este PFC, que básicamente trata sobre comparación de resultados.

En tercer lugar, describiremos el procedimiento que se ha llevado a cabo para desarrollar el estudio que estamos abordando, especificando los pasos a seguir y las fases del desarrollo.

Por último, se detallan los instrumentos y materiales utilizados en las medidas, así como los programas de software que nos han servido para realizar simulaciones del circuito y el posterior análisis de los resultados.

A grandes rasgos, el método utilizado para realizar el estudio que se propone en este PFC se basa en realizar una serie de medidas en el rango 100 MHz – 1200 MHz sobre un determinado modelo de transistor que es fabricado por tres fabricantes

distintos: NXP (Philips), Infineon (Siemens) y Vishay (Telefunken). Habrá que realizar el proceso sobre 10 unidades del transistor elegido por cada uno de los fabricantes, es decir, una vez medida una unidad habrá que sustituirla por otra que no será exactamente igual debido al proceso de fabricación, lo cual repercutirá en los valores medidos. También se verá afectado, en mayor o menor medida, su punto de funcionamiento Q (*quiescent point*). El punto Q es el punto de funcionamiento sobre la recta de carga estática, es decir, en ausencia de señal. Si éste varía, obteniéndose Q', habrá que ajustar el circuito para obtener de nuevo Q para de este modo obtener unas medidas de RF puedan ser contrastadas con fiabilidad para un mismo punto de funcionamiento. No nos detendremos más aquí, ya que el procedimiento seguido para efectuar las medidas se describe en el apartado 4.4.

#### **4.1. INSTRUMENTACIÓN, MATERIALES Y SOFTWARE.**

A continuación se listan las herramientas utilizadas para el desarrollo de este PFC.

##### **1. INSTRUMENTOS DE LABORATORIO PARA MEDIDAS:**

- Analizador de redes vectorial.
- Cables con terminaciones BNC.
- Fuente de alimentación variable de laboratorio.
- Multímetro.
- Soldador y estaño.
- Pinzas para coger componentes SMD.

##### **2. MATERIALES PARA CONSTRUIR EL CIRCUITO DE EXPERIMENTACIÓN.**

- Insoladora de doble cara.
- Líquido revelador.
- Líquido atacador.
- Taladradora con brocas.
- Placa fotosensible positiva de doble cara de sustrato FR4.
- Alambre fino para formar las vías que comunican las capas de cobre.

- Soldador y estaño.
- Conectores BNC acodados para circuito impreso.
- 2 x Cablecillos para soldar a los terminales de alimentación DC.
- 1 x Regulador de voltaje LM317 en formato SMD.
- 1 x Transistor BFR93A.
- 2 x Inductores SMD 1210 de 1  $\mu$ H de EPCOS serie B82422A\*100.
- 1 x Potenciómetros multivuelta de 5 k $\Omega$ .
- 1 x Potenciómetros multivuelta de 100 k $\Omega$ .
- Jumper de 2 pines de inserción con puente de unión.
- 5 x Condensadores SMD 0805 de 1 nF.
- 1 x Resistencia SMD 0805 de 10  $\Omega$ .
- 1 x Resistencia SMD 0805 de 270  $\Omega$ .

### 3. MATERIALES PARA REALIZAR LAS PRUEBAS.

- 10 x Transistor BFR93A fabricante NXP (Philips).
- 10 x Transistor BFR93A fabricante Infineon (Siemens).
- 10 x Transistor BFR93A fabricante Vishay (Telefunken).

### 4. SOFTWARE DE DISEÑO, SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE DATOS.

- KICAD.
- AWR Microwave Office (v.5.53).
- Excel.
- Origin Pro (v.8.85).

Se ha elegido una placa de circuito impreso con sustrato FR4. El sustrato FR4 (Flame Retardant #4) está compuesto a base de fibra de vidrio y epoxy. Su constante dieléctrica típica es de  $\epsilon_r = 4.7$ , pero ésta varía con la frecuencia y el fabricante. Aún así, se trata de un sustrato bastante económico y con excelentes propiedades mecánicas, de modo que es utilizado para fabricar equipos de RF que requieren de un bajo coste de producción. En el caso de equipos de microondas y antenas no es muy recomendable si se presentan estructuras con longitudes de pista largas, debido a las pérdidas ( $\tan \delta = 0.018$ ), pero en caso de tener circuitería más concentrada con cortas longitudes de pista entre los elementos, el FR4 resulta una alternativa a otros sustratos como los basados

en PTFE, suponiendo un ahorro económico significativo. Para el desarrollo de este PFC, en el que la frecuencia máxima es poco mayor que 1 GHz, el FR4 es un sustrato que sirve perfectamente para los objetivos propuestos.

#### **4.2. ELECCIÓN DEL TRANSISTOR BAJO PRUEBA.**

El transistor de RF es un dispositivo que ha evolucionado bastante desde sus inicios. Partiendo de las tecnologías más básicas y ampliamente utilizadas como son el BJT y el FET, la ingeniería electrónica ha ido desarrollando nuevos dispositivos que ofrecen mayores prestaciones y posibilidades de uso. Debido a ello, la industria electrónica ofrece a los diferentes sectores consumidores diferentes tecnologías de RF que les permiten seleccionar los dispositivos más adecuados. Entre las diferentes tecnologías de transistores de RF podemos encontrar, entre otras, las siguientes: Si BJT, FET, SiGe HBT, Si LDMOS FET, GaAs MESFET, GaAs HFET y GaAs HBT.

A la hora de elegir un tipo de transistor para realizar este PFC, se han considerado ciertos criterios:

- *Universalidad.*- Se prefiere un transistor que sea ampliamente difundido y utilizado a uno que sea específico para ciertos mercados de productos, ya que las conclusiones del PFC serán útiles a nivel más general.
- *Disponibilidad.*- Se elegirá preferentemente un transistor que sea fácil de encontrar y adquirir, así se podrá disponer de él en tiendas de electrónica habituales y no habrá dificultades para adquirir pequeñas cantidades.
- *Precio.*- Para el presente PFC se realizarán medidas con algunas decenas de transistores, por lo que el coste económico puede ser elevado si se eligen transistores con tecnologías novedosas o de alto rendimiento.
- *Banda de frecuencias.*- Como se ha mencionado en el capítulo 2, se pretende realizar un estudio en el campo de la alta frecuencia, por sus particularidades de diseño. El transistor elegido deberá poder operar en frecuencias no muy

bajas, por ejemplo VHF, porque es más fácil de fabricar y no acusará tanto el efecto de la variabilidad inducida por el proceso de fabricación, pero no elegiremos un transistor para frecuencias muy altas (del orden de varios GHz, por ejemplo, SHF), porque la operación en tales frecuencias exige un instrumental de laboratorio y métodos de calibración más precisos, más costosos y menos asequibles. Un transistor para la banda de UHF será una buena elección.

Considerando los criterios expuestos, finalmente se ha optado por utilizar el modelo de transistor **BFR93A**, el cual cumple sobradamente con los criterios anteriormente expuestos:

- Es un modelo de transistor ampliamente difundido, utilizado en sistemas de recepción de TV, GSM, etc.
- Disponible en tiendas en España y en centros de compras por internet (p. ej. eBay)
- Precio asequible, en torno a 0,40 €/ud.
- Frecuencia de transición  $f_T \approx 6$  GHz y  $G > 10$  dB a 1 GHz, siendo útil como amplificador de RF para multitud de aplicaciones.

#### 4.3. CIRCUITO DE EXPERIMENTACIÓN.

Este apartado está destinado a la elaboración del circuito de test que servirá de soporte físico y electrónico para el transistor elegido. Hay algunas consideraciones que hemos de tener en cuenta para la realización de este circuito.

En primer lugar, hemos de considerar que este circuito está conectado al transistor bajo prueba y es obvio que las medidas realizadas estarán influenciadas por el mismo, alterando en cierta medida los resultados concernientes al transistor. El grado de influencia del circuito de experimentación sobre los resultados del transistor estará determinado en gran medida por el diseño del PCB (Printed Circuit Board) o placa de circuito impreso. En altas frecuencias, los efectos parásitos de los componentes y el

comportamiento de los conductores como líneas de transmisión hacen que las medidas en un punto no puedan determinarse tan fácilmente como en un circuito de baja frecuencia, de modo que habrá que tener especial cuidado al trazar el PCB y considerarlo como un elemento estrechamente ligado a las particularidades del diseño en RF.

Otra consideración a tener en cuenta es la topología del circuito más adecuada al estudio que se pretende realizar. En este apartado se contemplarán aspectos como la clase de funcionamiento del amplificador (clase A, etc.), el modo (emisor común, etc.) y el circuito de polarización en DC para establecer el punto de trabajo Q (*quiescent point*).

#### 4.3.1. Topología del circuito.

El circuito de experimentación utilizado está basado en una topología de amplificador en *clase A*, en configuración de *emisor-común*.

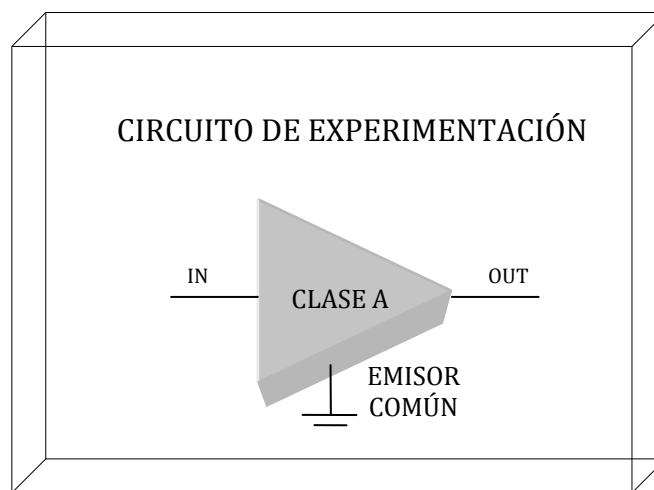


FIGURA 4-1 –*Topología del circuito de experimentación.*

#### **Clase A de funcionamiento.**

El motivo de elegir la clase de amplificación A y no otra como pueden ser AB, B o C se justifica a continuación.



En primer lugar, para realizar el estudio que nos proponemos en este PFC hemos de hacer uso de los parámetros  $S$  del transistor. Sabemos que los parámetros  $S$  son parámetros de pequeña señal y no son útiles para el diseño de amplificadores de potencia porque los amplificadores de potencia normalmente operan en regiones no lineales. Los parámetros  $S$  pueden ser utilizados en amplificadores de gran señal operando en clase A (es decir, potencia de salida lineal). Sin embargo, para las clases AB, B o C, los parámetros  $S$  no son adecuados para propósitos de diseño.

En clase A, existe una corriente de reposo, determinada por el punto Q (*quiescent point*), suficientemente grande para que el transistor se mantenga en la región activa. De modo que el transistor está permanentemente consumiendo potencia DC aún en ausencia de señal de RF a la entrada. En clase A la eficiencia de conversión de potencia DC a potencia de RF no es muy buena (máximo 50% de la PEP<sup>2</sup>), pero presenta ciertas ventajas en la amplificación de alta frecuencia.

El proceso de amplificación en clase A es intrínsecamente lineal. Por tanto, el aumento de la corriente de reposo o la disminución del nivel de señal de RF hacen disminuir monótonamente los niveles de armónicos e intermodulación. La amplificación lineal se necesita cuando las señales son moduladas en amplitud o una combinación de amplitud y fase, como ocurre en SSB, AM (portadora de vídeo de TV analógica), QPSK (TV digital por satélite, DVB-S), QAM (TV por cable, DVB-C), COFDM (TV digital terrestre, DVB-T), etc. Señales tales como CW o FM (por ejemplo, banda 88-108 MHz FM radio) tienen envolventes constantes y, por tanto, no requieren amplificación lineal.

La ausencia de armónicos en la amplificación en clase A permite trabajar en la máxima frecuencia del transistor, lo cual es de gran interés cuando hemos de diseñar en RF o microondas.

En definitiva, la amplificación en clase A es utilizada típicamente en aplicaciones que reúnan una o varias de las siguientes especificaciones:

---

<sup>2</sup> PEP son las siglas de *Peak Envelope Power* (potencia de pico de la envolvente).

- Baja potencia.
- Alta linealidad.
- Alta ganancia.
- Gran ancho de banda.
- Alta frecuencia de operación.

Además, como se ha mencionado anteriormente, los parámetros  $S$  de pequeña señal pueden ser usados en simulaciones para amplificadores de gran señal que operen en clase A, como ocurriría en aplicaciones en las que la necesidad de una extraordinaria alta linealidad es mayor que el calor disipado y la pobre eficiencia energética.

En resumen, la clase A tiene la desventaja de la eficiencia, pero reúne varias características que favorecen su uso en multitud de aplicaciones del ámbito de la RF y las microondas. Además, es una clase de amplificación fácil de implementar físicamente que permitirá un fácil diseño y construcción de la placa de experimentación.

### **Configuración emisor-común.**

En cuanto a la configuración en emisor-común, ésta es preferible frente a las de base-común y colector-común en la mayoría de los casos. Estas dos últimas son útiles para propósitos determinados, pero adolecen de ganancias de potencia bajas. En emisor-común, las ganancias de tensión y corriente son suficientemente grandes para arrojar una ganancia de potencia alta, requisito indispensable para trabajar con señales de RF en recepción que son normalmente débiles. Por otro lado, los parámetros  $S$  que ofrece el fabricante de transistores de RF están referidos a una configuración de emisor-común, de modo que para otras configuraciones no tendríamos de suficiente información.

### **Circuito de polarización.**

Existe cierta variedad de circuitos de polarización para establecer el punto de funcionamiento Q (*quiescent point*), desde redes pasivas constituidas por resistencias hasta circuitos activos que incorporan, al menos, un transistor como dispositivo de control. Obviamente los circuitos activos son más complejos, aunque no entrañan mucha dificultad en su diseño, y son los más adecuados para determinadas aplicaciones como amplificadores de potencia. Sin embargo, para el circuito que se pretende realizar en

este PFC, es suficiente con utilizar un circuito pasivo, lo cual nos reportará las ventajas de mayor facilidad de diseño e implementación física en el circuito.

Aún así, dentro de los circuitos de polarización pasivos podemos encontrarnos con diferentes topologías de circuito. Entre ellas, serán preferibles aquéllas que incorporen algún mecanismo de realimentación, ya que proporcionan un cierto grado de estabilidad del punto Q. Los circuitos de polarización fija, donde la corriente de base es constante, son inestables y no se usan en amplificación de RF.

Recordemos que existen dos causas importantes de inestabilidad de la polarización, a saber: la dispersión de los valores de los parámetros por el proceso de fabricación y la variación de temperatura. Tanto una como otra son responsables del desplazamiento del punto Q sobre la recta de carga estática. Respecto a la primera, si observamos la hoja de características del transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips), los valores de  $h_{FE} \approx \beta$  oscilan desde valores mínimos de 40 hasta típicos de 90, lo cual representa una gran dispersión. Con una corriente de base constante (circuito de polarización fija), la corriente de colector  $I_C \approx \beta \cdot I_B$  variará mucho y el punto Q sufrirá un desplazamiento considerable. Respecto a la inestabilidad térmica, sabemos que la corriente inversa de saturación  $I_{CBO}$  varía grandemente con la temperatura, duplicándose por cada 10 °C de aumento de temperatura, lo cual puede tener efectos bastante adversos. Por ejemplo, la corriente  $I_C$  da lugar a un aumento de temperatura, lo cual implica un aumento de  $I_{CBO}$  que a su vez repercute en un aumento de  $I_C$  que a su vez repercute en un aumento de  $I_{CBO}$  que... etcétera, y esta sucesión acumulativa puede hacer que el transistor sobrepase sus valores máximos y se destruya.

Uno de los circuitos de polarización más utilizados en RF por su sencillez y por ser suficientemente estables para aplicaciones de pequeñas señales, como LNAs, drivers, etc., es el de la FIGURA 4-2, y en él se basa el que se ha utilizado en el circuito de experimentación que se pretende medir. Este circuito de polarización es conocido como *circuito de polarización por realimentación de colector*.

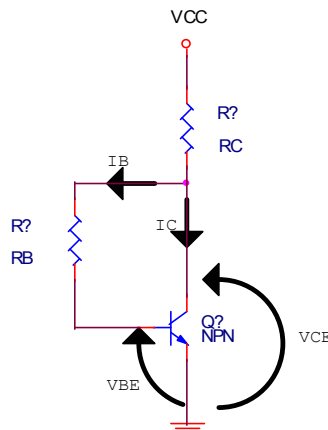


FIGURA 4-2 – Circuito de polarización con realimentación de colector.

Ahora bien, es obvio que, aún disponiendo de un circuito de polarización con realimentación como el de la FIGURA 4-2, el punto de funcionamiento Q sufrirá algún desplazamiento, por pequeño que sea, cuando sustituimos un transistor por otro, acorde al procedimiento descrito en el apartado 4.4. Por ello, habrá que dotar al circuito definitivo de algún otro mecanismo para corregir estos desplazamientos. Se han contemplado dos posibles soluciones:

- 1) Modificar los valores de las resistencias  $R_B$  y  $R_C$ , por ejemplo usando potenciómetros (resistencias variables) accionados manualmente, con  $V_{CC}$  fijo. De este modo se controlan los valores de  $I_C$  y  $V_{CE}$  hasta situar correctamente el punto de trabajo.
- 2) Modificar los valores de  $R_B$  y de  $V_{CC}$ , empleando también sendos potenciómetros, con  $R_C$  fija.

Se ha adoptado la solución 2) por los motivos que se exponen a continuación. Para situar el punto de funcionamiento Q, hay que medir  $V_{CE}$  e  $I_C$ . La medida de  $V_{CE}$  es sencilla con un voltímetro. El problema se presenta cuando hay que medir  $I_C$ . En efecto, para medir corrientes hay que abrir el circuito e intercalar un amperímetro en serie con el colector del transistor o bien medir la caída de tensión en  $R_C$  con un voltímetro y dividirlo por el valor de resistencia medido con un óhmetro para obtener el valor de corriente total  $I_C + I_B \approx I_C$ . Por tanto, si optamos por la solución 1), hemos de hacer uso de dos instrumentos (voltímetro + amperímetro ó voltímetro + óhmetro) a la vez que reajustamos los potenciómetros, además de hacer operaciones de soldadura y desoldadura o cálculos de división con valores distintos de  $R_C$ . En definitiva, con la

solución 1) el proceso puede volverse bastante engorroso. Adoptando la solución 2), actuaremos sobre dos potenciómetros, uno para variar  $R_B$  y otro para variar  $V_{CC}$ , y solamente necesitaremos un voltímetro y elegir un valor fijo de  $R_C$  adecuado para poder efectuar un cálculo rápido de  $I_C$  (haciendo la aproximación  $I_C + I_B \approx I_C$ ) dividiendo la caída de tensión por su valor, por ejemplo  $R_C = 10 \Omega$ . De este modo la toma de medidas es más fácil y menos engorrosa.

Un circuito que se adapta a la solución 2) es el mostrado en la FIGURA 4-3, que incorpora una fuente de tensión variable para ajustar el valor de  $V_{CC}$  y que está constituida por un regulador LM317, una resistencia fija  $R_1$  y un potenciómetro de ajuste  $R_2$ .

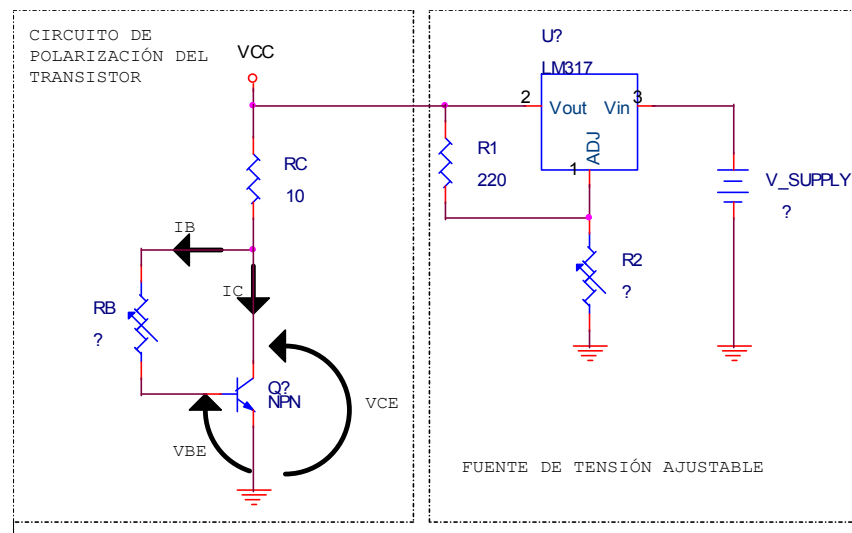


FIGURA 4-3 - Circuito de polarización con  $R_B$  y  $V_{CC}$  variables y  $R_C$  fija.

### **Consideraciones de RF y circuito final**

Evidentemente el circuito de la FIGURA 4-3 no es válido para amplificar señales de RF, ya que sólo sirve para establecer el punto Q y situar al transistor en la región activa. Al conectar las cargas de entrada y salida directamente se modificará la polarización del circuito, por lo que habrá que incluir condensadores de acoplo que permiten el paso de RF bloqueando el paso de DC. Además, la resistencia  $R_C$  actúa como una carga tal como

aparece en la FIGURA 4-3, por lo que es necesario bloquear el paso de señal hacia dicha resistencia incluyendo una inductancia en el colector del transistor.

Por otro lado, hemos de considerar que todos los componentes de la FIGURA 4-3 ocupan muy poco espacio en formato SMD. Es deseable que estén bastante juntos para evitar los efectos parásitos de pistas de cobre largas para su interconexión, pero entonces los conectores de entrada y salida estarán también bastante cercanos y será difícil realizar la toma de medidas, ya que hemos de introducir en el circuito de experimentación las sondas del multímetro y realizar los ajustes de los potenciómetros. Para evitar estos inconvenientes, se ha optado por añadir sendas líneas de transmisión a la entrada y a la salida para el transporte de la señal desde entre los conectores y los terminales del transistor. Es deseable que dicha línea mantenga la impedancia característica en el mayor ancho de banda posible. Una estructura coplanar cumple bastante bien este cometido. La estructura coplanar –se denota como CPW (Coplanar Waveguide) – presenta varias ventajas respecto a la microstrip [4].

Así pues, el circuito de experimentación sobre el que se realizarán las medidas sobre el transistor elegido tiene el esquema electrónico de la FIGURA 4-4.

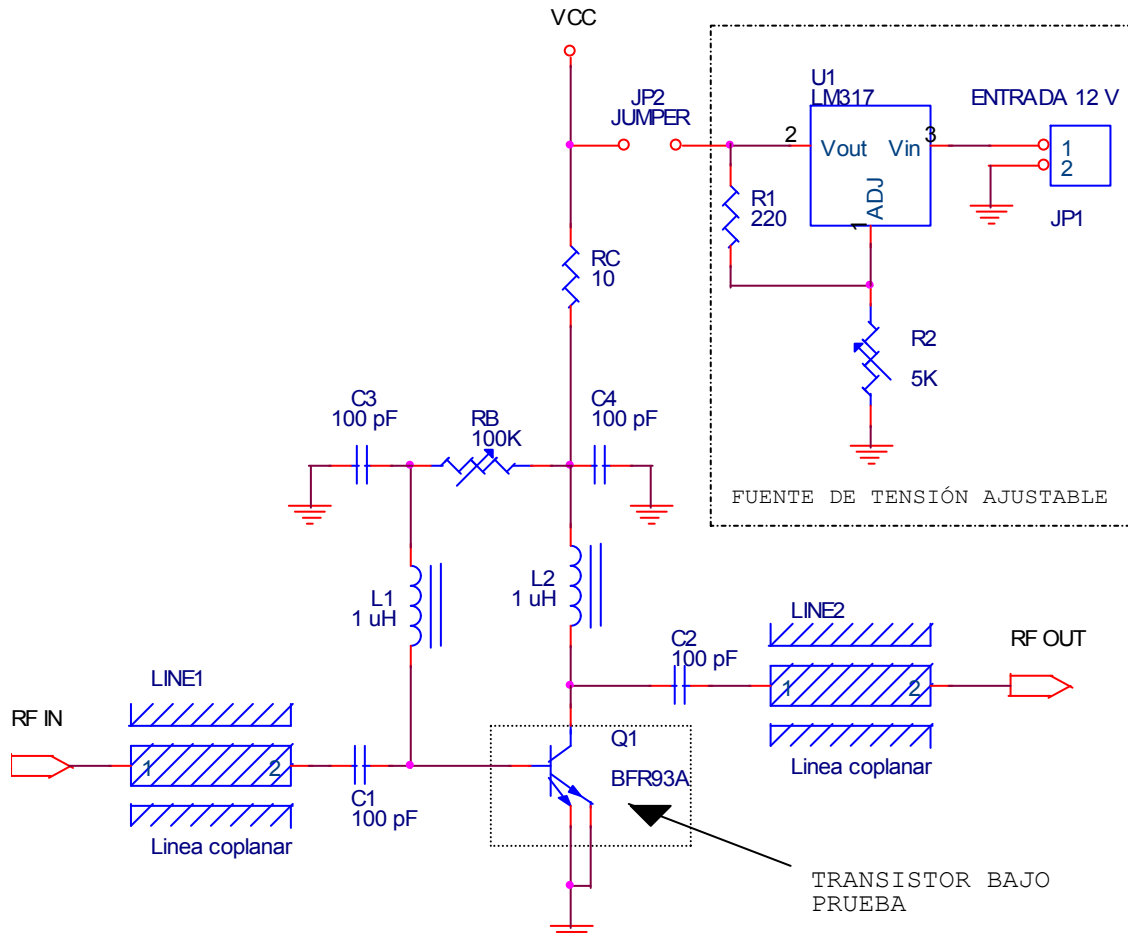


FIGURA 4-4 – Esquema final del circuito de experimentación.

Una consideración más a tener en cuenta es el hecho de que el emisor esté conectado directamente a masa. A bajas frecuencias, una resistencia de emisor con un condensador en paralelo (*bypass capacitor*) es una importante contribución a la estabilidad del punto Q. Sin embargo, en RF y microondas, el condensador de *bypass* puede producir oscilaciones debido a que la entrada del transistor se vuelve inestable en algunas frecuencias, además de degradar la figura de ruido del amplificador. Es por ello que en la mayoría de los amplificadores de RF con transistores el transistor está conectado directamente a masa. Por otro lado, los parámetros *S* proporcionados por el fabricante han sido obtenidos de este modo, por lo que hemos de ceñirnos de todas formas a esta conexión del emisor.

En el apartado 4.3.2 vamos a proceder a la determinación de los valores de los componentes que aparecen en el esquema electrónico de la FIGURA 4-4. Es de especial

interés la determinación del valor de los choques L1 y L2, ya que, como veremos, habrá que considerarlos como un modelo parasitario y no como un simple inductor, debido a las particularidades de la electrónica de radiofrecuencia.

#### 4.3.2. Cálculos y simulación previa de funcionamiento.

##### Cálculo de la red de polarización.

Los cálculos relativos a la red de polarización están encaminados a situar el punto de funcionamiento Q. Para aprovechar mejor las características del transistor BFR93A en cuanto a ganancia e intermodulación, el punto Q estará determinado por los siguientes valores:

$V_{CE} = 8 \text{ V}, \quad I_C = 30 \text{ mA}$
---

Consideremos el circuito de la FIGURA 4-2, el cual representa la red de polarización en DC para establecer el punto Q. Se deducen inmediatamente las siguientes ecuaciones:

$$V_{CC} - V_{CE} = (I_B + I_C) \cdot R_C \quad (1)$$

$$V_{CE} - V_{BE} = I_B \cdot R_B \quad (2)$$

Además, en la región activa, podemos hacer la aproximación

$$I_C \approx \beta \cdot I_B \quad (3)$$

Despejando  $I_B$  en la ec. (3) y sustituyendo en la (1) obtenemos:

$$V_{CC} - V_{CE} = \left( \frac{1}{\beta} + 1 \right) \cdot I_C \cdot R_C$$

de donde



$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C \cdot \left( \frac{1}{\beta} + 1 \right)}$$

En esta última ecuación observamos que a mayor valor de  $V_{CC}$  mayor valor de  $R_C$  obtenemos. Es lógico pensar que si el valor de  $R_C$  es muy alto, con una corriente de colector fija  $I_C + I_B \approx I_C$  la potencia disipada por dicha resistencia también será muy alta. Es deseable potencias disipadas más bajas, ya que nos permiten utilizar componentes más pequeños que ahorran espacio y energía. Por ejemplo, tratando de proveer al transistor de una  $V_{CE} = 8$  V podríamos aplicar un valor de  $V_{CC} = 15$  V, que es un valor bastante estandarizado en fuentes de alimentación comerciales. Considerando un valor típico de  $\beta = 100$ , obtenemos

$$R_C = \frac{15 - 8}{0,03 \cdot \left( \frac{1}{100} + 1 \right)} = 231 \, \Omega$$

lo que arroja un valor de potencia disipada

$$P_{DIS} \approx I_C^2 \cdot R_C = 0,03^2 \cdot 231 = 0,2079 \, \text{W} = 207,9 \, \text{mW}$$

Este valor supera el máximo que tolera una resistencia SMD en formato 0805.

Así pues, es mejor escoger un valor menor de  $V_{CC}$  calculado a partir de una resistencia  $R_C$  de menor valor. Por ejemplo, siguiendo las valoraciones comentadas en el apartado 4.3.1 referentes al circuito de polarización y donde se adoptaba la solución 2), se podría escoger un valor de

$R_C = 10 \, \Omega$
----------------------

siendo en este caso la potencia disipada de 9 mW. El valor de  $V_{CC}$  necesario para establecer  $V_{CE} = 8$  V será entonces

$V_{CC} = V_{CE} + \left( \frac{1}{\beta} + 1 \right) \cdot I_C \cdot R_C = 8 + \left( \frac{1}{100} + 1 \right) \cdot 0,03 \cdot 10 = 8,303 \, \text{V}$
---

Para calcular el valor de  $R_B$  la despejamos de la ecuación [2] y sustituimos  $I_B$  por  $I_C/\beta$ . Considerando  $V_{BE} \approx \text{cte.} = 0,7 \text{ V}$ , resulta

$$R_B = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{I_C/\beta} = \frac{8 - 0,7}{0,03/100} = 24333 \, \Omega \approx 24,3 \text{ k}\Omega$$

### **Desviación del punto Q con la variación de $\beta$ .**

Para tener una idea de la magnitud de la desviación del punto Q y la necesidad de su reajuste, vamos a realizar el cálculo del mismo considerando una variación determinada de  $\beta$ . En la FIGURA 4-5 puede observarse un valor típico de  $h_{FE} \approx \beta = 100$ , pero también observamos que puede tener variaciones importantes hasta unos valores mínimos y máximos de 70 y 140 respectivamente. Considerando estos valores extremos, se obtienen desviaciones importantes del punto Q ( $V_{CE}$ ,  $I_C$ ), como veremos a continuación. Para determinar los nuevos valores de Q, hemos de retomar las ecuaciones (1), (2), (3) para obtener el siguiente sistema de dos ecuaciones cuyas dos incógnitas son  $V_{CE}$  e  $I_C$ :

$$\left. \begin{aligned} V_{CC} - V_{CE} &= \left( \frac{1}{\beta} + 1 \right) \cdot I_C \cdot R_C \\ V_{CE} - V_{BE} &= \frac{I_C \cdot R_B}{\beta} \end{aligned} \right\}$$

Estas dos ecuaciones nos permiten obtener el punto de trabajo Q ( $V_{CE}$ ,  $I_C$ ) para un transistor con una determinada  $\beta$  y polarizado por  $R_C$  y  $R_B$ . Resolviéndolo obtenemos las siguientes expresiones para  $V_{CE}$  e  $I_C$ :

$$I_C = \frac{(V_{CC} - V_{BE}) \cdot \beta}{(\beta + 1) \cdot R_C + R_B}$$

$$V_{CE} = V_{BE} + \frac{(V_{CC} - V_{BE}) \cdot R_B}{(\beta + 1) \cdot R_C + R_B}$$

Realizando el cálculo para  $\beta = 70$  y  $\beta = 140$ , se obtiene:

$$\beta = 70 \rightarrow \begin{cases} I_C \approx 21 \text{ mA} \\ V_{CE} = 8,087 \text{ V} \end{cases}$$

$$\beta = 140 \rightarrow \begin{cases} I_C \approx 41 \text{ mA} \\ V_{CE} = 7,888 \text{ V} \end{cases}$$

Se observa que aunque el valor de  $V_{CE}$  no varía mucho (máximo un 1,4%), el valor de  $I_C$  varía mucho (un 36% en el peor caso), lo que da lugar a un importante desplazamiento del punto Q.

**Electrical Characteristics at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified**

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
DC Characteristics					
Collector-emitter breakdown voltage $I_C = 1 \text{ mA}$ , $I_B = 0$	$V_{(BR)CEO}$	12	-	-	V
Collector-emitter cutoff current $V_{CE} = 20 \text{ V}$ , $V_{BE} = 0$	$I_{CES}$	-	-	100	$\mu\text{A}$
Collector-base cutoff current $V_{CB} = 10 \text{ V}$ , $I_E = 0$	$I_{CBO}$	-	-	100	nA
Emitter-base cutoff current $V_{EB} = 2.5 \text{ V}$ , $I_C = 0$	$I_{EBO}$	-	-	10	$\mu\text{A}$
DC current gain- $I_C = 30 \text{ mA}$ , $V_{CE} = 8 \text{ V}$ , pulse measured	$h_{FE}$	70	100	140	-

FIGURA 4-5 –Tabla de características del transistor BFR93A proporcionada por el fabricante Infineon.

En definitiva, si en el proceso de medidas sustituimos un transistor por otro y se observa una variación en alguno de los parámetros del punto Q, es necesario realizar un reajuste del mismo para tener un conjunto de medidas de señal fiables que estén referidas al mismo punto de trabajo. En efecto, tanto los parámetros de pequeña señal

del transistor como su nivel de intermodulación dependen del punto Q, que además puede apreciarse en las gráficas que aparecen en el datasheet del fabricante.

### **Determinación de valores de condensadores, inductancias y líneas de transmisión.**

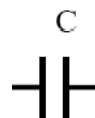
Los valores de los condensadores e inductancias del circuito de la FIGURA 4-4 han de elegirse teniendo en cuenta las frecuencias de operación. Anteriormente se ha comentado que el diseño en RF encierra determinadas particularidades, por ser una banda de altas frecuencias.

Idealmente, para los condensadores e inductancias se tienen los siguientes comportamientos en función de su valor y de la frecuencia:

- *Condensador.-* A mayor frecuencia y mayor capacidad, menor es su impedancia. El módulo de la impedancia de un capacitor ideal es:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

Su representación esquemática es:



Por tanto, idealmente, al elegir un condensador de acoplo que debe actuar como cortocircuito en términos de señal será preferible un valor de 100 nF a uno de 1 nF. Lo mismo ocurre cuando se trata de un condensador de desacoplo.

- *Inductancia.-* A mayor frecuencia y mayor inductancia, mayor es su impedancia. El módulo de la impedancia de inductor ideal es:

$$X_L = 2\pi fL$$

Su representación esquemática es:



Así pues, idealmente, al elegir un inductor que debe actuar como bloqueo de señal (por ejemplo para polarizar el circuito), será preferible un valor de 100  $\mu\text{H}$  a uno de 1  $\mu\text{H}$ .

Este comportamiento ideal puede aceptarse como punto de partida en el diseño en RF, pero según se va avanzando es necesario tener en cuenta el modelo parasitario de capacitores e inductores, el cual influye notablemente en el comportamiento en un circuito de alta frecuencia. Un ejemplo de estos modelos parasitarios son los que aparecen en la FIGURA 4-6.

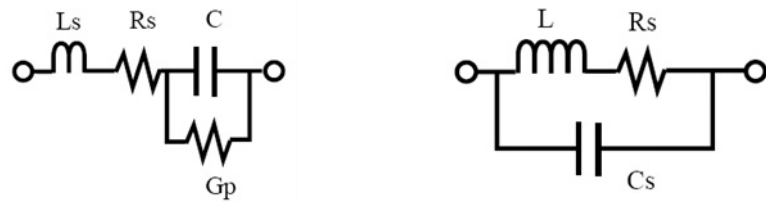


FIGURA 4-6 –Ejemplo de modelos parasitarios de un capacitor (izquierda) y un inductor (derecha).

Ocurre que a partir de una determinada frecuencia de auto-resonancia SRF (*Self-Resonant Frequency*) un capacitor pasa a comportarse como un inductor y viceversa (véase FIGURA 4-7). Por ello, hemos de considerar su comportamiento real para elegir un valor adecuado al rango de frecuencias sobre el que se realizarán las medidas, ya que, de otro modo, los resultados reales obtenidos se verán muy modificados y no será posible comparar con los datos que ofrece el fabricante. Recordemos que se pretende analizar el transistor bajo prueba y se ha de garantizar que la señal inyectada al circuito se modifique lo menos posible.

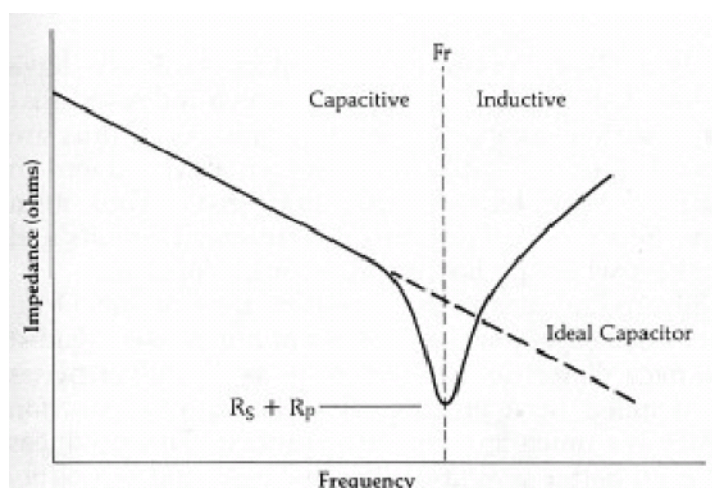


FIGURA 4-7 –Comportamiento de un condensador real en función de la frecuencia

Al considerar los modelos reales, podemos encontrarnos en contradicción con lo que se deduce de los modelos ideales, es decir, al contrario de lo expuesto anteriormente, un capacitor de 1 nF puede ser mejor elección que uno de 100 nF así como un inductor de 1  $\mu$ H frente a uno de 100  $\mu$ H.

Para no entrar en la teoría de los modelos parasitarios de los componentes pasivos, ya que sería objeto de otro trabajo, nos conformaremos con tener en cuenta que para la banda de 100 MHz – 1200 MHz se utilizan normalmente valores de capacidad del orden de 100 pF y 1 nF. La FIGURA 4-8 muestra las gráficas de impedancia para tres capacitores SMD del mismo formato pero de distinto valor, en las cuales se aprecian las frecuencias de auto-resonancia de cada uno de ellos. El capacitor de 100 pF (traza de color negro) presenta una impedancia comprendida entre 0,1  $\Omega$  y 10  $\Omega$  aprox. en el rango 100 MHz – 1200 MHz. El capacitor de 100 nF (traza de color azul) podría considerarse por algunos una mejor elección, ya que en gran parte de la banda considerada presenta menor impedancia. Sin embargo, la SRF de este capacitor está en torno a los 25 MHz, por lo que en la banda de 100 MHz – 1200 MHz presenta un comportamiento plenamente inductivo. Para otros una buena elección sería el capacitor de 1 nF, que aún presentado carácter inductivo tiene menor impedancia globalmente vista en el rango de frecuencias 100 MHz – 1200 MHz.

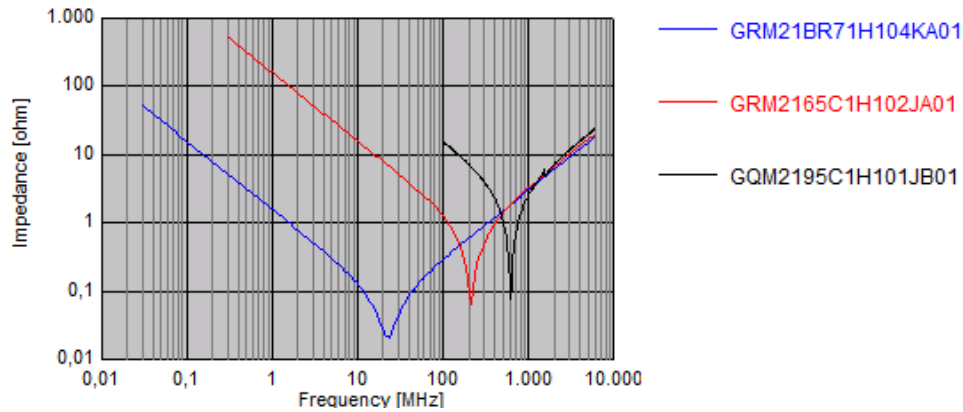


FIGURA 4-8 –Gráficas de impedancia para condensadores SMD 0805 de 100 nF, 1 nF y 100 pF, obtenidas con el software “Murata Chip S-Parameter & Impedance Library”.

En el caso de los inductores ocurre algo similar. Las gráficas de la FIGURA 4-9 corresponden a distintos valores de inductores fabricados por la compañía EPCOS.

**Impedance  $|Z|$  versus frequency  $f$**   
measured with impedance analyzer  
Agilent 4291A, typical values at 20 °C

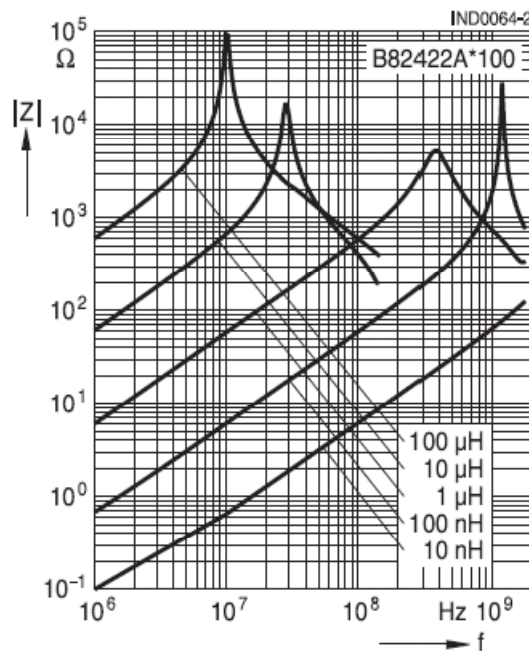


FIGURA 4-9 –Gráficas de impedancia para varios inductores SMD del fabricante EPCOS.

El efecto es ahora opuesto al de un condensador real: a partir de la SRF el comportamiento del inductor se vuelve capacitivo. Observando dichas gráficas se pone

de manifiesto que no siempre es adecuado un inductor con alto valor de  $L$ . En efecto, el inductor de  $100\ \mu\text{H}$  idealmente tendría un valor de impedancia a  $1\ \text{GHz}$  de  $X_L = 2\pi fL = 2 \cdot \pi \cdot 10^9 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \approx 628\ \text{k}\Omega$ , y sin embargo el modelo de la gráfica presenta un valor que no llega a los  $100\ \Omega$ . Mirando detenidamente las gráficas es fácil deducir que un valor adecuado para trabajar en el rango  $100\ \text{MHz} - 1200\ \text{MHz}$  sería el inductor de valor  $1\ \mu\text{H}$ , presentando una impedancia mayor de  $500\ \Omega$  en prácticamente todo el rango considerado.

Por último, falta determinar las dimensiones físicas de las líneas de transmisión coplanares que aparecen en la FIGURA 4-4 que son las encargadas del transporte de la señal de RF entre los conectores y los condensadores de acoplo al transistor. El método más rápido para dimensionar dichas líneas es utilizar algún programa de software que implemente las fórmulas de cálculo, que en el caso de líneas coplanares es más complejo que una línea microstrip convencional. La utilidad TXLINE que incorpora AWR Microwave Office [5] permite realizar el cálculo fácilmente. Para unas determinadas características eléctricas el programa calcula las características físicas y viceversa. La impedancia característica queda determinada únicamente por la anchura de la línea, no afectándole la longitud. La longitud física está ligada a la frecuencia de operación y la longitud eléctrica. Por tanto, es factible calcular primeramente la anchura ( $W$ ), longitud ( $L$ ) y separación ( $G$ ) a partir de unas especificaciones eléctricas (Impedance, Frequency, Electrical Length,...) y características de sustrato Height ( $H$ ) y Thickness ( $T$ ) y posteriormente modificar la longitud (se obtendrá otra longitud eléctrica para la frecuencia especificada) para adaptarla a los requerimientos de distancia desde los condensadores de acoplo a los conectores. En la FIGURA 4-10 se muestra el resultado, donde se ha considerado un soporte de circuito impreso de cobre con sustrato tipo FR4 que tiene las siguientes características:

Substrato FR4	
Dielectric Constant ( $\epsilon_r$ )	4,7
Loss Tangent ( $\delta$ )	0,02
Height ( $H$ )	1,5 mm
Thickness ( $T$ )	0,035 mm

Tabla 4-1 –Características del sustrato FR4.



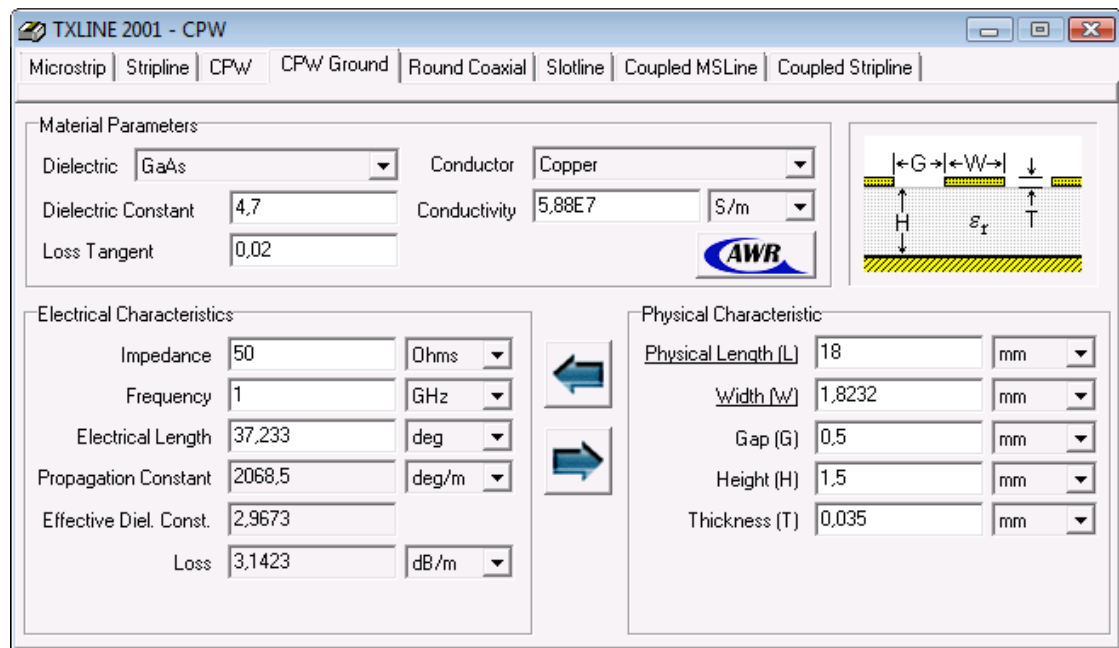


FIGURA 4-10 –Cálculo de la anchura de una línea coplanar para una impedancia característica de  $50 \Omega$ .

**Simulación previa de funcionamiento del transistor BFR93A como amplificador.**

Tomando los valores calculados anteriormente para la red de polarización del transistor, es decir,  $R_C = 10 \Omega$ ,  $R_B = 24,3 \text{ k}\Omega$  y  $V_{CC} = 8,303 \text{ V}$ , al realizar una simulación del punto de trabajo aplicada al circuito de la FIGURA 4-2 y utilizando un modelo Gummel-Poon para el transistor, obtenemos un resultado prácticamente idéntico para el punto de funcionamiento  $Q(V_{CE}, I_C)$ , como puede verse a continuación en la FIGURA 4-11. Si ahora sustituimos el transistor de la FIGURA 4-11 por un modelo proporcionado por un fabricante, observamos que el resultado no es el esperado. Esto es obvio dado que el fabricante proporciona un modelo más complejo y más próximo a la realidad. Por ejemplo, realizando la simulación con el transistor BFR93A de Philips se obtienen los resultados mostrados en la FIGURA 4-12.

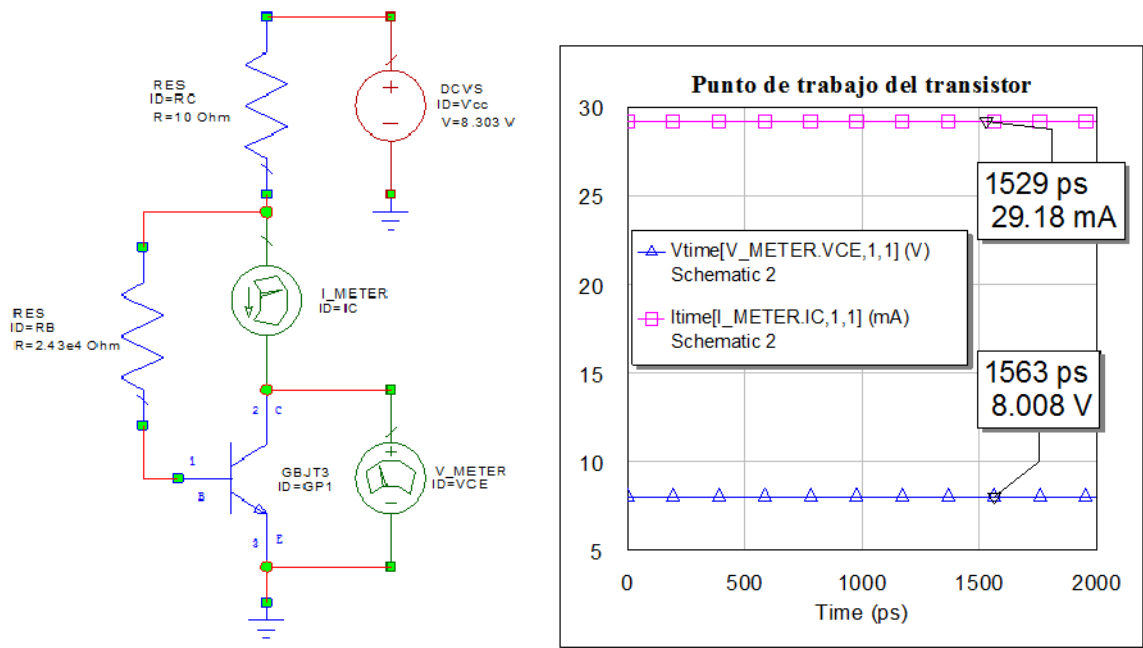


FIGURA 4-11 –Simulación del punto de trabajo del transistor según un modelo Gummel-Poon.

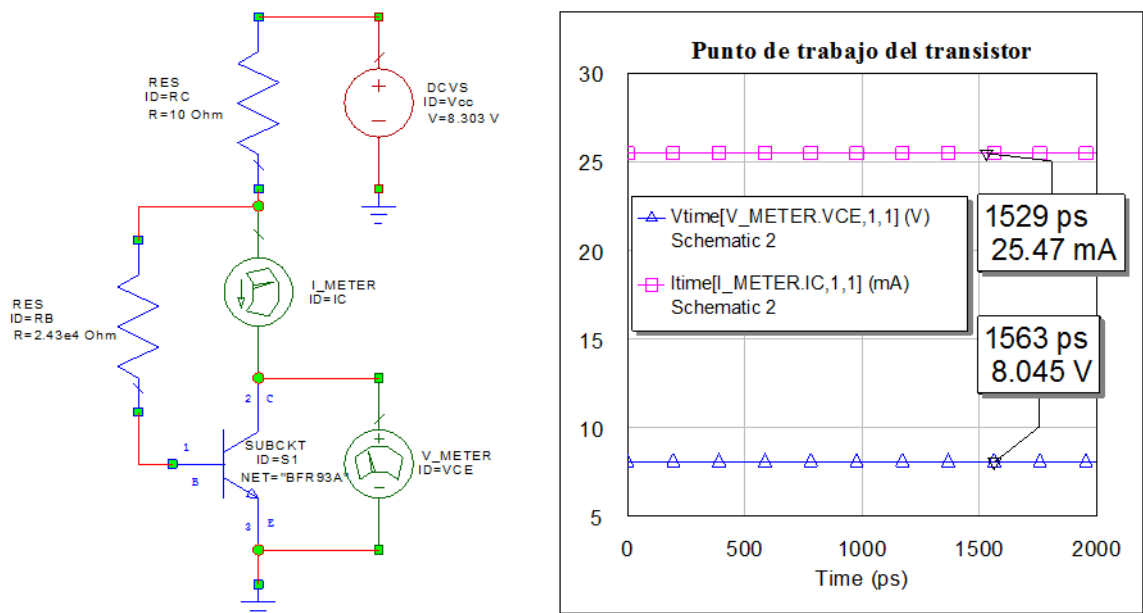


FIGURA 4-12 –Simulación del punto de trabajo del transistor según un modelo proporcionado por NXP (Philips).

a situar el punto de trabajo correctamente.

Ahora ya estamos en condiciones de realizar una simulación de los parámetros de transmisión y reflexión de señal del circuito de experimentación para tener una primera aproximación sobre su funcionamiento. Partiendo de la parte amplificadora de la FIGURA 4-4 y utilizando los valores calculados anteriormente, obtenemos el circuito de la FIGURA 4-13.

Al realizar la simulación sobre el circuito de la FIGURA 4-13 con el programa de AWR Microwave Office, comprobamos que efectivamente el transistor funciona como amplificador. Los resultados de la simulación se muestran en la FIGURA 4-14, donde se observa, por ejemplo, que el parámetro de transmisión  $S_{21}$  es mayor que 0 dB en todo el rango de frecuencias desde 100 MHz (28,45 dB) hasta 1200 MHz (9,937 dB). También se observa que los parámetros de reflexión a la entrada  $S_{11}$  y a la salida  $S_{22}$  son menores que 0 dB en el mismo rango de frecuencias. Es decir, el circuito está dotado de cierta ganancia y adaptación, por lo que funciona como amplificador.

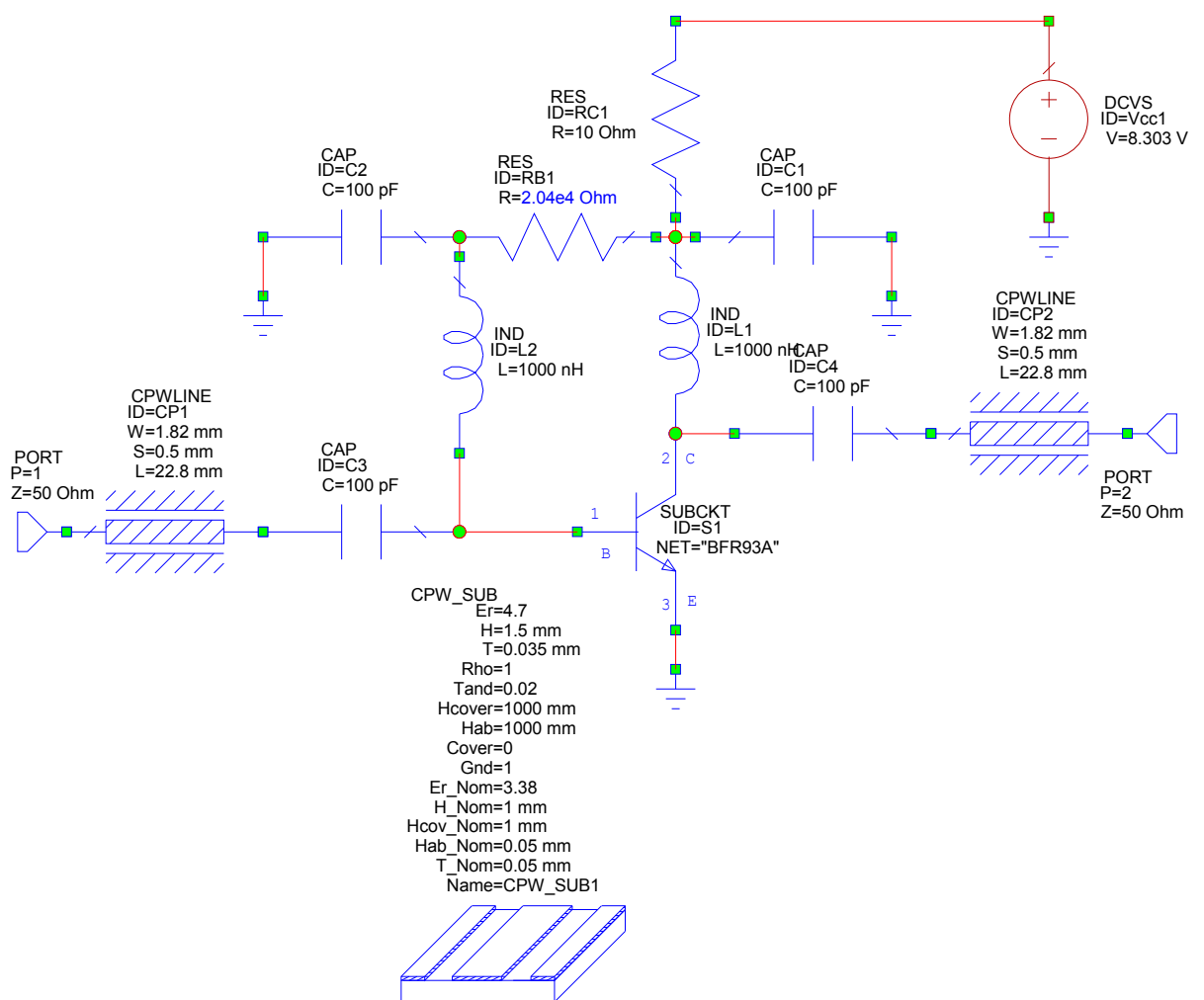


FIGURA 4-13 –Bloque de RF del circuito de experimentación para realizar la simulación previa de funcionamiento.

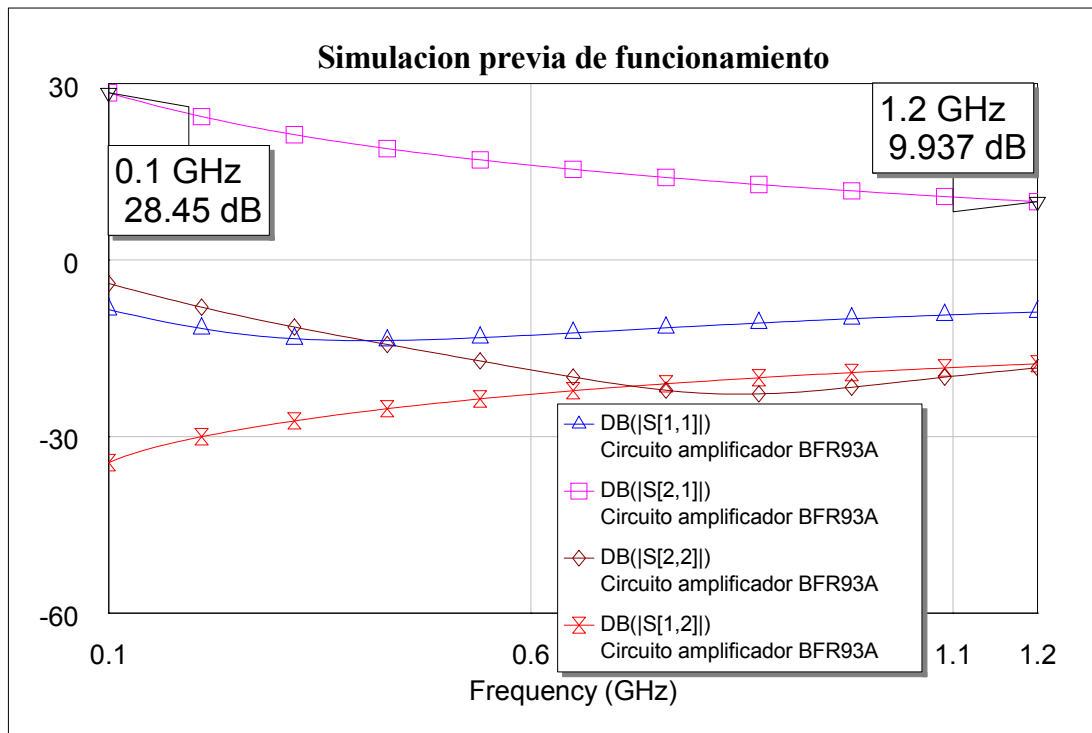


FIGURA 4-14 –Resultados de la simulación sobre el circuito de la FIGURA 4-13.

Nótese que la simulación se ha realizado sobre el circuito de la FIGURA 4-13 el cual incluye sendas líneas de transmisión coplanares. Veremos que las posteriores simulaciones y medidas reales para la caracterización del transistor deberán hacerse sin considerar dichas líneas, ya que en este caso se pretenderá analizar el dispositivo bajo prueba (es decir, el transistor) y no el circuito. Más adelante, en el apartado 4.4, se expondrán las causas y consecuencias. Por ahora, nos quedamos con que la simulación anterior nos sirve para comprobar que el circuito de la FIGURA 4-4 – *Esquema final del circuito de experimentación*. sirve como base para la realización de las medidas que se proponen en el presente PFC.

#### 4.3.3. Diseño y construcción del prototipo.

Al abordar la cuestión del diseño y construcción del prototipo se plantearon varias posibilidades, las cuales se caracterizan por diferentes niveles de dificultad y prestaciones. Al menos desde el punto de vista del diseño y fabricación de la placa de

circuito impreso o PCB (Printed Circuit Board) resulta que a mayor nivel de dificultad mejores prestaciones ofrece el prototipo. Considerando las particularidades que encierra la electrónica de alta frecuencia, hay que ser cuidadoso en el diseño del prototipo y por ello hay que elegir la técnica y el método más adecuado para el objetivo propuesto. Se pueden distinguir, a primera vista, cuatro posibles variantes:

- 1) Circuito impreso de 1 cara de cobre.
- 2) Circuito impreso de 1 cara de cobre soldado a caja metálica.
- 3) Circuito impreso de 2 caras de cobre unidas por vías.
- 4) Circuito impreso de 2 caras de cobre unidas por vías y soldado a caja metálica.

El circuito 1) es el más simple, pero tratándose de un circuito de RF la referencia de masa no es la misma en todos los puntos de la placa, proporcionando un funcionamiento muy pobre, sobre todo en las frecuencias más altas.

El circuito 2) es mucho mejor que el anterior y ofrece un buen comportamiento en RF, pero la placa debe ir soldada o atornillada a la caja metálica que le sirve de alojamiento. Obviamente, esta alternativa es algo más costosa y difícil, no solamente por el hecho de soldar o atornillar el PCB, sino también porque hay que realizar perforaciones en la caja metálica para insertar los conectores, que también deberán ir unidos a la caja bien mediante soldadura o mediante la realización de una perforación roscada. Desde el punto de vista de la RF, al no haber otra segunda cara de cobre no es posible implementar estructuras impresas que requieran de un plano de masa, como es el caso de las microstrip o coplanares con plano de masa.

El circuito 3) ofrece un buen comportamiento en RF debido a que dispone de un plano de masa que asegura una buena referencia de masa en todos los puntos del PCB, pero ha de ir provisto de muchas vías para conectar los puntos de masa de la otra cara. La inclusión de vías, de cara a realizar un prototipo casero, incrementa la dificultad de la fabricación, pero puede ser suficiente para ofrecer un buen funcionamiento sin necesidad de utilizar una caja metálica (obviamente en ausencia de fuertes radiaciones externas que puedan inducirse en el circuito).

El circuito 4) es el más complejo y el que ofrece mejores prestaciones, siendo el utilizado en productos de RF profesionales de alta calidad.

Finalmente se ha estimado que el circuito 3) es una buena elección, ya que proporciona una buena referencia de masa y no es el más complejo y costoso de fabricar a efectos de prototipo. En la FIGURA 4-15 y la FIGURA 4-16 puede verse el resultado del diseño del prototipo realizado con el software abierto KICAD.

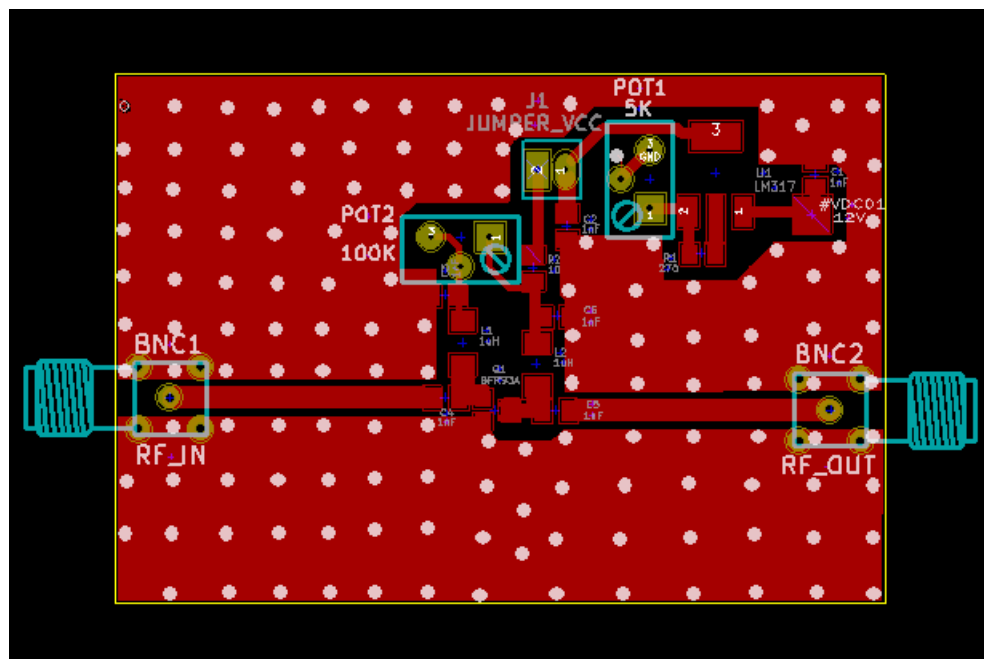


FIGURA 4-15 –Diseño del PCB del circuito de experimentación. Vista de la capa de cobre superior (en rojo). Los puntos blancos representan las vías que conectan con el plano de masa inferior.

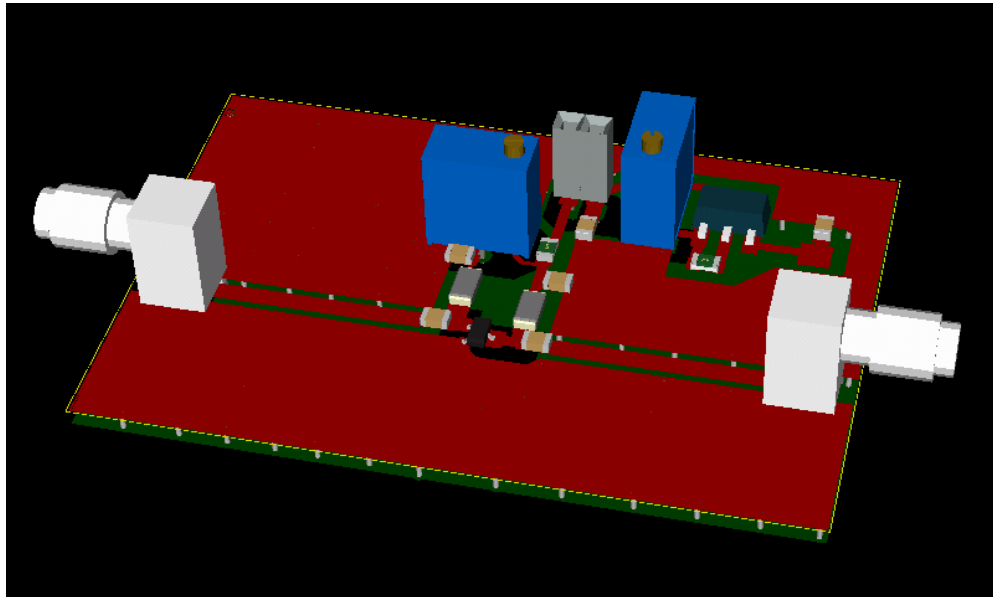


FIGURA 4-16 –Vista tridimensional de Kicad del circuito de experimentación.

Sobre la cara superior, opuesta al plano de masa, van colocados todos los componentes electrónicos necesarios.

Se han utilizado conectores BNC por ser un conector asequible y barato.

Los potenciómetros de ajuste de la resistencia de polarización  $R_B$  y de la tensión  $V_{CC}$  proporcionada por el regulador LM317 son de tipo multivuelta, ya que permiten realizar un ajuste fino de gran precisión, a diferencia de otros tipos de una sola vuelta con los que se hace tremendamente difícil ajustar valores críticos.

Se dispone, además, de un conector puente para permitir o no el paso de la tensión  $V_{CC}$  hacia el circuito del transistor, de modo que sea posible realizar determinadas medidas en ausencia de tensión sin necesidad de apagar la fuente de alimentación principal.



#### 4.3.4. Evaluación del prototipo.

En 4.3.2 se realizó una simulación previa de funcionamiento. Una vez construido el prototipo del circuito de experimentación se procede a realizar una primera prueba real de funcionamiento con la que podremos comprobar si realmente el circuito de experimentación funciona y con qué grado se aproxima a los resultados de la simulación. Puesto que la simulación se realizó entre los conectores de entrada y salida, será necesario realizar una calibración del analizador de redes en los extremos de los cables de conexión. Aunque esta prueba nos da una idea de la aproximación de la simulación al comportamiento real, hemos de tener en cuenta que en la simulación no se han caracterizado los conectores de salida para usarlos como puertos de entrada y salida, sino que se han considerado puertos ideales de  $50\ \Omega$ .

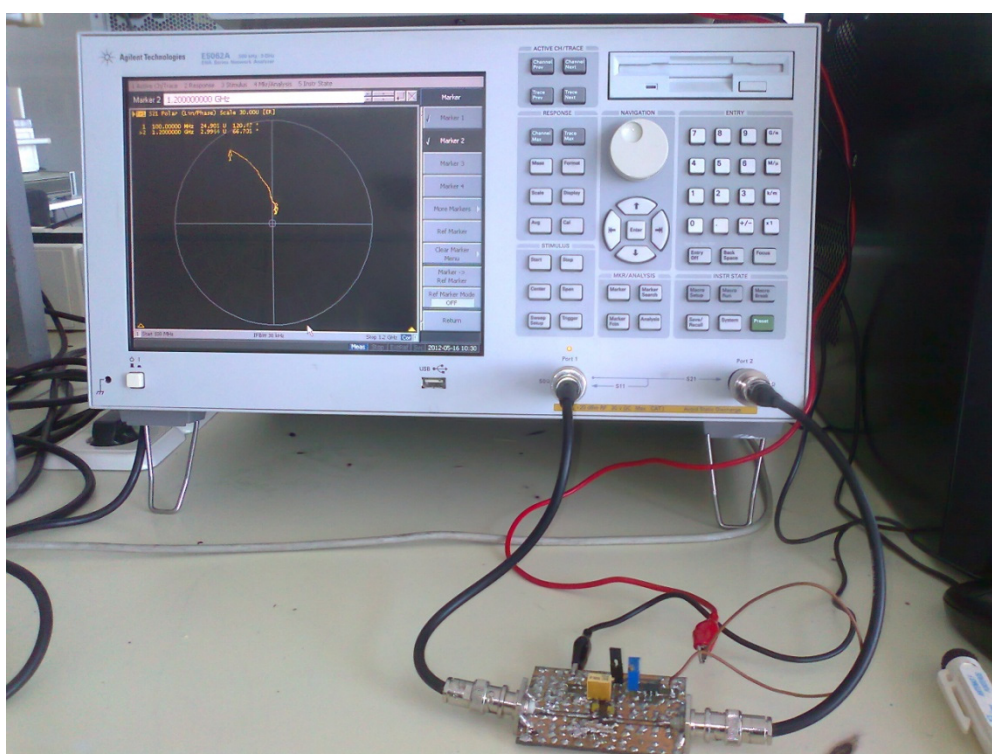


FIGURA 4-17 –Fotografía del montaje realizado.

En la figura FIGURA 4-18 se muestran las trazas de  $|S_{21}|$  en el rango de 100 MHz a 1200 MHz para el amplificador simulado de la FIGURA 4-13 y para el amplificador medido. Se comprueba que la simulación se aproxima bastante al comportamiento real, salvo por los 2 dB de diferencia entre una y otra. Sin embargo, la traza de  $|S_{11}|$  que se muestra en la FIGURA 4-19 parece tener variaciones considerables respecto a la que aparece en la FIGURA 4-14, aunque un examen más detallado nos hará entender la causa de las mismas.

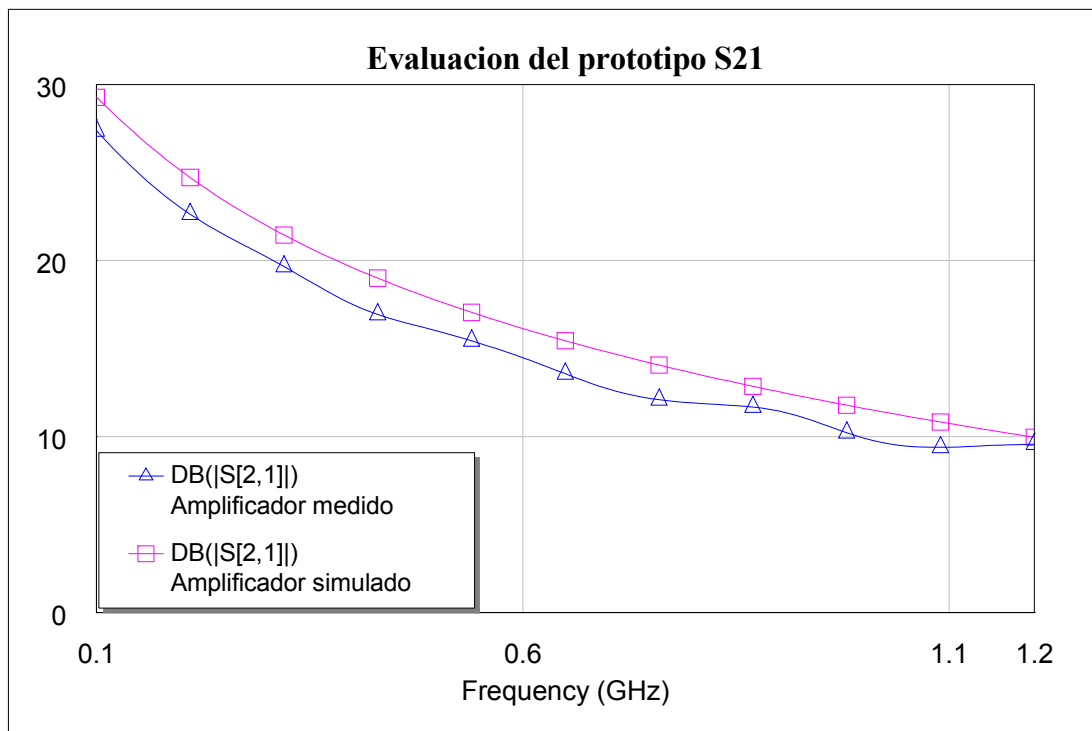


FIGURA 4-18 –Trazas del módulo de  $S_{21}$  (en dB) del circuito de experimentación obtenida mediante el analizador de redes.

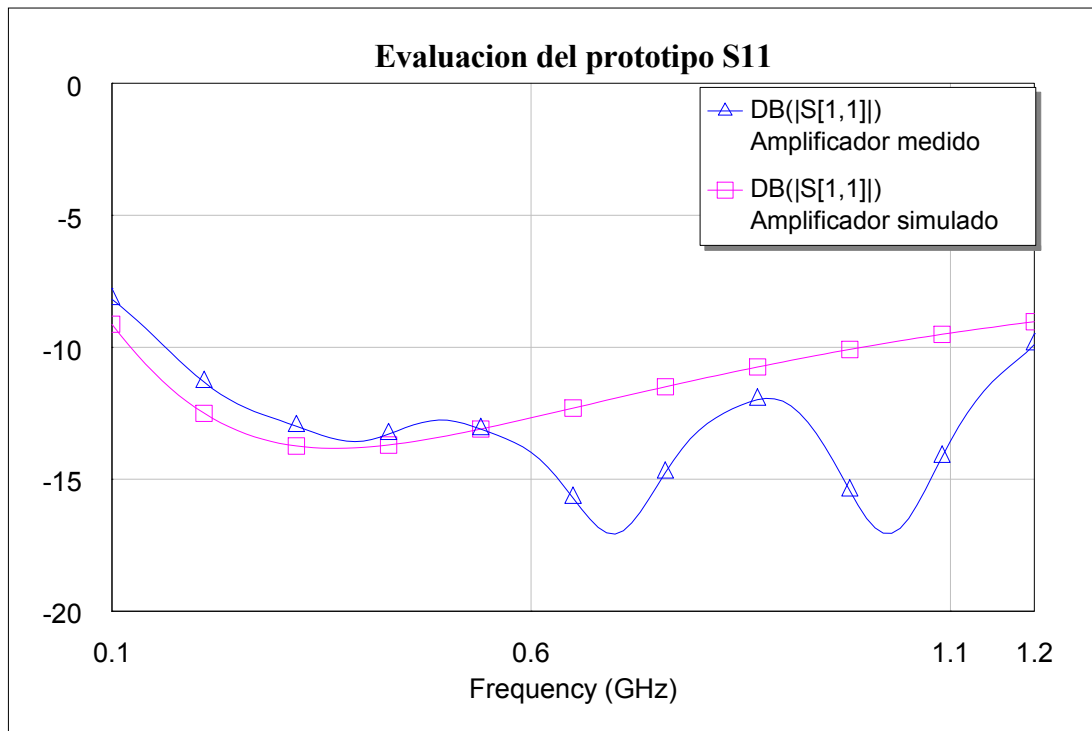


FIGURA 4-19 –Traza del módulo de  $S_{11}$  (en dB) del circuito de experimentación obtenida mediante el analizador de redes.

En efecto, cuando hablamos del módulo de  $S_{11}$ , que viene a expresar la adaptación de impedancia del circuito, estamos trabajando con valores pequeños y no debemos olvidar que la representación de estos valores en dB (unidades logarítmicas) acusan más cualquier ligera variación, a diferencia de lo que ocurre con  $|S_{21}|$  que, en el caso de un circuito amplificador, siempre se trata con valores más grandes. Debido a ello, en la traza de  $|S_{11}|$  se notan las desadaptaciones producidas por el cable coaxial.

#### 4.4. DESCRIPCIÓN DEL PROCEDIMIENTO DE OBTENCIÓN DE MEDIDAS.

En primer lugar se muestra el montaje del instrumental y del circuito de experimentación, que corresponde a la FIGURA 4-20.

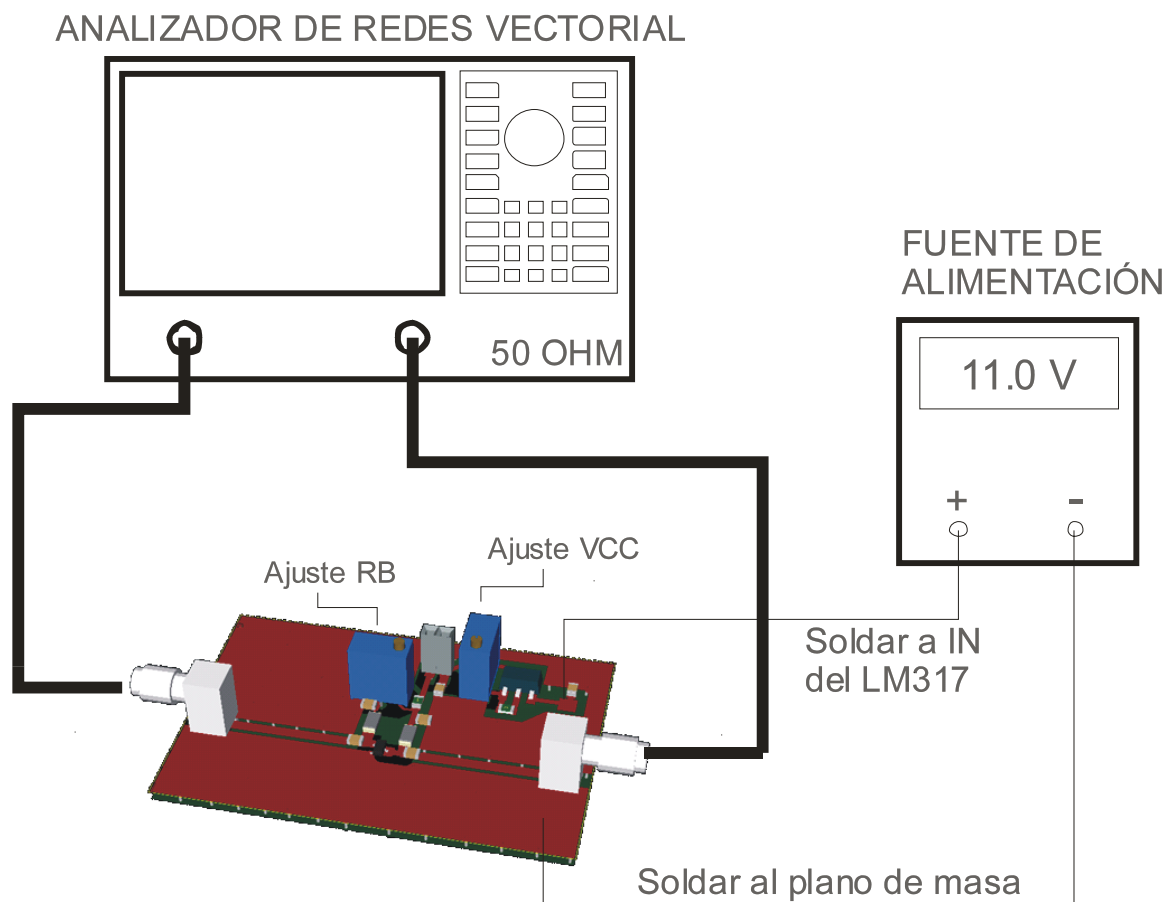


FIGURA 4-20 –Montaje realizado para la obtención de las medidas.

Para cumplir con el objetivo propuesto en este PFC, el montaje de la FIGURA 4-20 es el primer paso del procedimiento de obtención de medidas, pero la obtención de medidas ha de verse enmarcada en dos fases, la primera es una fase de *caracterización del dispositivo*, la segunda es la fase de *medidas sobre el amplificador*. Por tanto, se describirá separadamente el procedimiento para llevar a cabo una u otra fase de la obtención de las medidas.

#### 4.4.1. Procedimiento para caracterizar el dispositivo.

A continuación se describe el procedimiento para obtener las medidas de los parámetros “S” del dispositivo, en este caso el transistor BFR93A, que nos permitirá caracterizarlo como una red de dos puertos con los parámetros S medidos.

- 1) Desconectar el puente de alimentación.
- 2) Encender la fuente de alimentación de laboratorio. Poner la tensión a 0 V, cortocircuitar los terminales y limitar la corriente a unos 50 mA. Hecho esto, separar los terminales y ajustar un valor de tensión que sea al como mínimo<sup>3</sup> 1,5 V mayor que la tensión  $V_{CC}$  calculada en el apartado 4.3.2 ( $V_{CC} = 8,303$  V). Un valor adecuado podría ser 11,0 V.
- 3) Ajustar el potenciómetro de ajuste de  $V_{CC}$  para obtener el valor calculado en 4.3.2 ( $V_{CC} = 8,303$  V).
- 4) Ajustar el potenciómetro de ajuste de  $R_B$  al valor calculado en 4.3.2 ( $R_B = 24,3$  k $\Omega$ ).
- 5) Con el puerto 1 del analizador de redes conectado a la entrada de señal del circuito de experimentación y el puerto 2 conectado a la salida, realizar una calibración en el plano de la base del transistor, según se explica en el apartado 5.1.1. Guardar la calibración como CAL1.
- 6) Dar la vuelta al circuito, conectando el puerto 2 a la entrada y el puerto 1 a la salida. Calibrar el analizador de redes en el plano del colector del transistor, según se explica en el apartado 5.1.1. Guardar la calibración como CAL2.
- 7) Soldar un transistor del primer fabricante.
- 8) Conectar el puente de alimentación.
- 9) Comprobar  $V_{CE}$  (tensión colector-emisor) e  $I_C$  (corriente de colector). La medida de  $I_C$  se efectúa mediante un rápido cálculo mental, siguiendo según lo

---

<sup>3</sup> Para que el regulador LM317 opere correctamente ha de tener a su entrada una tensión mayor que la tensión de salida deseada en una cantidad denominada *dropout voltage*, que para una corriente de 30 mA y temperatura de 50 °C toma aproximadamente un valor de 1,5 V.

comentado en el apartado 4.3.1 referentes al circuito de polarización y donde se adoptaba la solución 2):

$$I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} = \frac{V_{RC}}{10}$$

siendo  $V_{RC}$  la caída de tensión en  $R_C$  y  $R_C = 10 \Omega$ .

Si  $V_{CE}$  e  $I_C$  no tienen los valores especificados en el apartado 4.3.2 con una precisión de dos decimales, se deberá reajustar la polarización mediante los potenciómetros del circuito.

- 10) Conectar el puerto 1 del analizador de redes con la entrada de señal del circuito y el puerto 2 con la salida.
- 11) Cargar la calibración CAL1 y medir  $S_{11}$  y  $S_{21}$ . Grabar datos.
- 12) Invertir el circuito, conectando el puerto 2 del analizador de redes con la entrada y el puerto 1 con la salida.
- 13) Cargar la calibración CAL2 y medir  $S_{12}$  y  $S_{22}$ . Grabar datos.
- 14) Desconectar el puente de alimentación.
- 15) Sustituir el transistor por otro. Etiquetar el transistor sustituido.
- 16) Repetir los pasos 8) a 15) para las 9 unidades restantes del primer fabricante.
- 17) Repetir los pasos 8) a 15) para las 10 unidades del segundo fabricante.
- 18) Repetir los pasos 8) a 15) para las 10 unidades del tercer fabricante.

#### **4.4.2. Procedimiento para realizar medidas sobre el amplificador.**

Una vez caracterizado el dispositivo, se procederá a realizar dos tipos de medidas sobre el amplificador construido:

- Medidas de la *ganancia de transducción* del amplificador.
- Medidas del *punto de compresión a 1 dB* a una frecuencia de 900 MHz.

PROCEDIMIENTO DE OBTENCIÓN DE MEDIDAS DE LA GANANCIA DE TRANSDUCCIÓN DEL AMPLIFICADOR.

La *ganancia de transducción* se define como el cociente entre la potencia entregada a la carga y la potencia disponible en la fuente:

$$G_T = \frac{P_L}{P_S}$$

Resulta útil representar el amplificador como una red de dos puertos (FIGURA 4-21), de modo que la ganancia de transducción es

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2}$$

donde

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

son los coeficientes de reflexión en la fuente y en la carga,  $Z_S$  y  $Z_L$  las impedancias de fuente y carga y  $Z_0$  la impedancia característica.

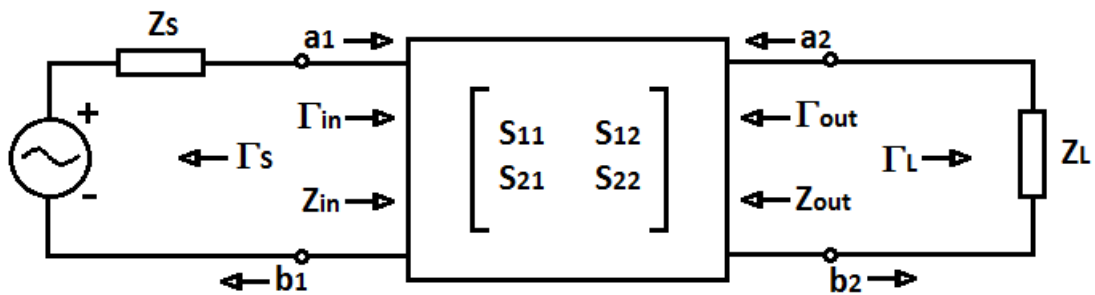


FIGURA 4-21 –Representación esquemática del amplificador como una red de dos puertos.

Si  $Z_S = Z_0$  y  $Z_L = Z_0$  entonces  $\Gamma_S = 0$  y  $\Gamma_L = 0$ , de modo que se obtiene

$$G_T = |S_{21}|^2$$

que en forma logarítmica es

$$G_T(dB) = 10 \log G_T = 10 \log (|S_{21}|^2) = 20 \log |S_{21}| = |S_{21}|(dB)$$

Aplicando este resultado al sistema formado por el analizador de redes, los cables y el circuito amplificador bajo prueba, resulta que cuando se calibra el analizador de redes en extremos de los cables (que serán los planos de entrada y salida del amplificador) obtenemos  $\Gamma_s = 0$  y  $\Gamma_L = 0$  y en consecuencia  $G_T(dB) = |S_{21}|(dB)$ , es decir, la traza de  $|S_{21}|$  en dB medida por el analizador de redes corresponde a la ganancia de transducción del amplificador en dB.

El procedimiento empleado para efectuar las medidas de ganancia del amplificador se recoge en los siguientes puntos:

- 1) Desconectar el puente de alimentación.
- 2) Encender la fuente de alimentación de laboratorio. Poner la tensión a 0 V, cortocircuitar los terminales y limitar la corriente a unos 50 mA. Hecho esto, separar los terminales y ajustar un valor de tensión que sea al como mínimo 1,5 V mayor que la tensión  $V_{CC}$  calculada en el apartado 4.3.2 ( $V_{CC} = 8,303$  V). Un valor adecuado podría ser 11,0 V.
- 3) Ajustar el potenciómetro de ajuste de  $V_{CC}$  para obtener el valor calculado en 4.3.2 ( $V_{CC} = 8,303$  V).
- 4) Ajustar el potenciómetro de ajuste de  $R_B$  al valor calculado en 4.3.2 ( $R_B = 24,3$  k $\Omega$ ).
- 5) Realizar una calibración del analizador de redes en extremos de los cables coaxiales.
- 6) Soldar un transistor del primer fabricante.
- 7) Conectar el puente de alimentación.
- 8) Comprobar  $V_{CE}$  (tensión colector-emisor) e  $I_C$  (corriente de colector). La medida de  $I_C$  se efectúa mediante un rápido cálculo mental, según se describió anteriormente en el apartado 4.4.1.
- 9) Efectuar la medida del parámetro  $S_{21}$ , ya que en este caso el  $S_{21}$  representa la característica de transducción del amplificador desde la entrada a la salida, o lo que comúnmente denominamos ganancia.
- 10) Repetir el proceso para otro transistor.



### PROCEDIMIENTO DE OBTENCIÓN DE MEDIDAS DEL PUNTO DE COMPRESIÓN A 1 dB (P1dB).

Otra magnitud de importancia en los amplificadores de RF es el punto de compresión a 1 dB, ya que cuanto mayor es éste, mayor es la linealidad y el margen dinámico del amplificador.

Hablando en términos de amplificadores, el *punto de compresión a 1 dB*, abreviado como P1dB, es el valor de potencia de salida en el que la ganancia es 1 dB inferior al valor de ganancia en pequeña señal. Cuando se inyecta a la entrada de un amplificador una señal de baja potencia, a la salida se obtiene una dicha señal cuya potencia es incrementada por un factor de ganancia, el cual se mantiene constante en un determinado rango de potencias de entrada. Es decir, existe una zona lineal en la que al ir aumentando la potencia de entrada, la potencia de salida se ve incrementada en el mismo factor de ganancia y por ello se dice que la ganancia es lineal. Este factor de ganancia se conoce como *ganancia en pequeña señal*. Pero la ganancia es lineal solamente hasta cierto punto, a partir del cual la señal empieza a comprimirse y el factor de ganancia se reduce. Existe un valor de potencia de entrada en el que la ganancia obtenida es 1 dB inferior a la ganancia con pequeña señal, por lo que se obtiene 1 dB menos de potencia de salida del que cabría esperar si la ganancia fuese lineal (véase FIGURA 4-22). Esta potencia de salida es la que figura en los datasheets de transistores de RF de mediana potencia como P1dB.

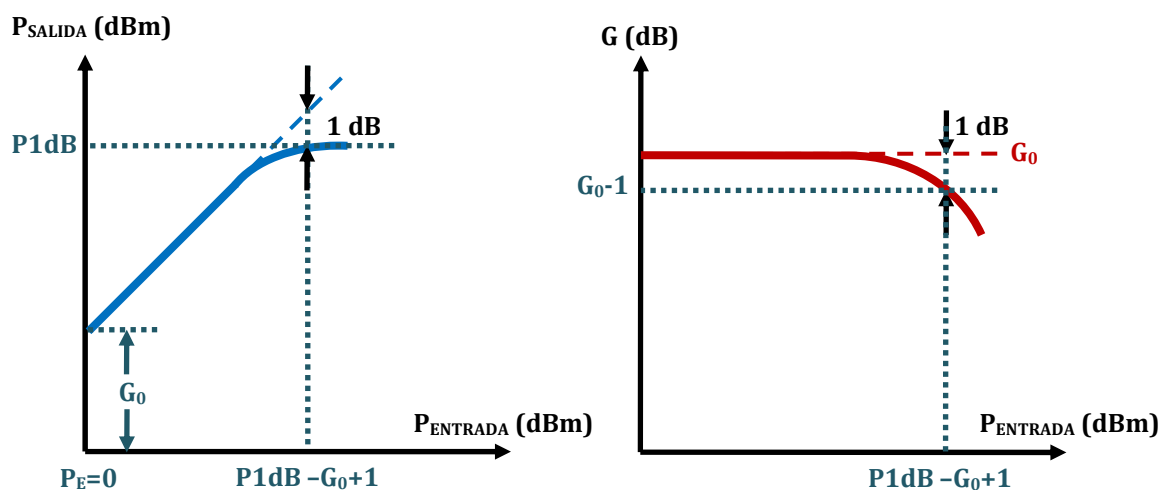


FIGURA 4-22 – Concepto de punto de compresión a 1 dB.

El procedimiento empleado para la determinación del P1dB del transistor BFR93A trata simplemente de realizar un barrido de frecuencias con el analizador de redes monitorizando el parámetro  $S_{21}$ :

- 1) Soldar la muestra N° 1 de un fabricante.
- 2) Cargar la calibración CAL1 previamente guardada.
- 3) Configurar el analizador de redes en formato de barrido de potencia.
- 4) Seleccionar una frecuencia de 900 MHz en la opción CW.
- 5) Establecer un rango inicial de potencias de -5 a +5 dBm.
- 6) Cuando la potencia de entrada al circuito es de -5 dBm éste trabaja en la zona lineal. Mover el cursor hasta el punto en el que  $S_{21}$  cae 1 dB por debajo de su valor para la zona lineal (potencia de entrada de -5 dBm, por ejemplo). Anotar el valor de la potencia de entrada y el valor de  $S_{21}$ ; el punto de compresión a 1 dB para este transistor será la suma de ambos valores. Por ejemplo, si  $P_{IN} = 4$  dBm y  $|S_{21}| = 12$  dB, resulta  $P1dB = 4 + 12 = 16$  dBm.
- 7) Repetir el proceso (pasos 1 al 6) para el resto de fabricantes.

## DESARROLLO



## 5. DESARROLLO

---

Hasta aquí solamente se han tratado cuestiones referentes a los fundamentos y métodos del PFC. Ahora toca exponer los resultados y su análisis.

### 5.1. MEDIDAS DE CARACTERIZACIÓN DEL DISPOSITIVO.

Una vez fabricado el circuito de experimentación y esclarecido el método de obtención de las medidas, se procede a tomar las medidas de parámetros “S” según el procedimiento establecido en 4.4. En dicho apartado se hizo referencia al 5.1.1 para no extenderse demasiado en la cuestión de la calibración del analizador de redes y por considerarse conveniente tratarlo ahora. Por ello, se expondrá en primer lugar dicha cuestión y posteriormente se mostrarán los resultados de las medidas realizadas.

#### 5.1.1. Proceso de calibración del analizador de redes en base a la test-fixture.

Cuando se trata de caracterizar dispositivos de RF tales como filtros, acopladores, amplificadores, etc. considerados como *sistemas globales* y estando dotados de sus conectores de entradas y salidas, el proceso de calibración del sistema de test (por ejemplo, un analizador de redes) es bastante sencillo. Para este cometido existen kits de calibración suministrados por los fabricantes de equipos de medida que facilitan esta tarea. Esta misma argumentación podría ser válida en cierto grado para la caracterización de dispositivos de RF considerados como *elementos individuales*, tales como un transistor, un diodo, etc., pero con la condición de que la unión de estos dispositivos a los conectores tenga una longitud suficientemente pequeña como para



FIGURA 5-1 –Ejemplo de un kit de calibración.

poder despreciar la influencia de otros elementos del entorno del dispositivo. Aún así estaríamos omitiendo el efecto de la transición del conector, por pequeño que sea.

Sin embargo, la miniaturización de los dispositivos de RF hace muy difícil utilizar el método anterior. En efecto, el componente es pequeño y se encuentra rodeado por pistas de circuito impreso, circuitos de polarización, etc. que ocupan determinada extensión, por lo que se hace necesario tener en cuenta la circuitería que media entre el dispositivo y los conectores de entrada y salida.

En definitiva, para caracterizar un dispositivo tal como un transistor de RF, se utiliza en la industria actual un equipamiento accesorio de soporte del dispositivo conocido como *test-fixture* que su fabricante ha parametrizado y permite, una vez realizada la calibración de los puertos del analizador, desenmascarar el modelo del dispositivo del sistema global. En [6] se encuentra una excelente discusión sobre estas cuestiones.

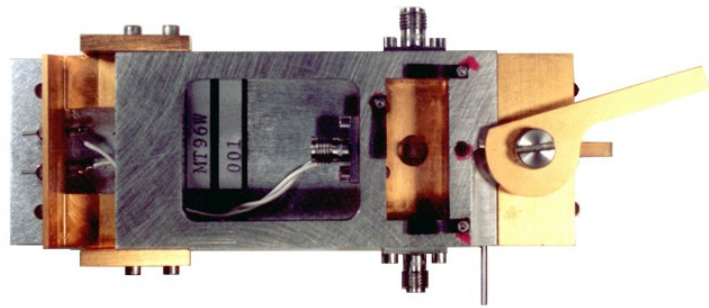


FIGURA 5-2 – Ejemplo de una *test-fixture* de Microtest Inc.

Una test-fixture consta de, al menos, tres componentes básicos: 1) conectores de entrada y salida, 2) líneas de interconexión hacia el DUT (*Device Under Test*) o dispositivo bajo prueba y 3) un alojamiento para el DUT. La FIGURA 5-3 es un ejemplo de una test-fixture básica, en la cual se representan los tres componentes antes mencionados como secciones A-B/B-A para los conectores, B-C/C-B para la interconexión y C-C para el alojamiento del DUT. Cada sección puede ser caracterizada por sus respectivos parámetros  $S$  y ser utilizados para obtener la caracterización completa de la test fixture. Todas estas consideraciones son válidas para el circuito de experimentación propuesto para el PFC que aquí se trata, ya que el mismo no deja de ser una test-fixture.

Basándonos en el esquema de la FIGURA 5-3 aplicado al circuito de experimentación de este PFC, la calibración en los planos de referencia C evita tener que

conocer el modelo de parámetros de la test-fixture del circuito para deducir el modelo del componente ubicado en la sección C-C. Para calibrar el circuito en los planos de referencia C, la sección media C-C deber ser reemplazada por los estándares de calibración, usando el método Short-Open-Load-Thru (SOLT), el cual es válido hasta unos 5 GHz. A partir de esta frecuencia es preferible el método Thru-Reflect-Line (TRL), ya que los efectos parásitos en los estándares SOLT son difíciles de cuantificar<sup>4</sup>. En cualquier caso, para los propósitos de este PFC es suficiente con utilizar el método SOLT.

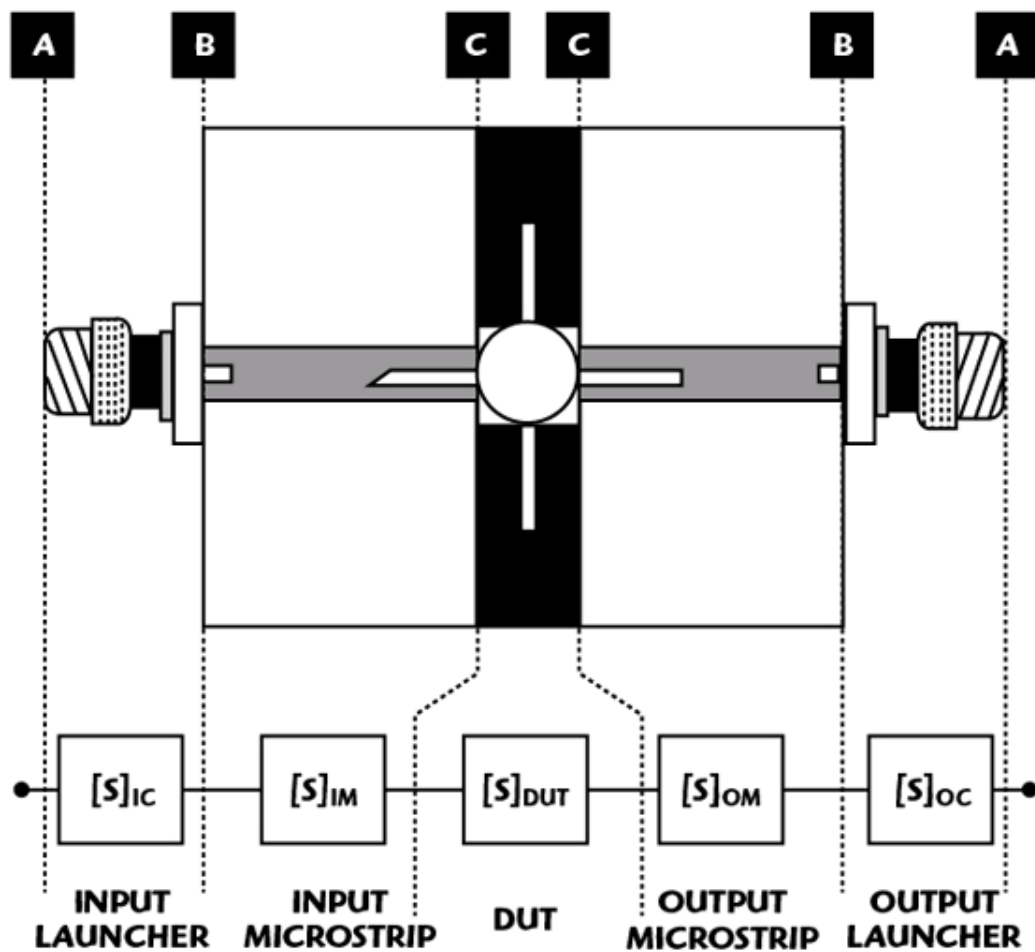


FIGURA 5-3 – Ejemplo de una test-fixture básica.

<sup>4</sup> Véase [6].

Así pues, en la realización de las medidas se optó por una calibración del analizador de redes en el plano de referencia C, para lo cual se ha de extraer el transistor de la sección media C-C y, como se ha descrito anteriormente, utilizar el método SOLT.

Debido a que el analizador de redes no mide la reflexión en el puerto 2 ni la transmisión del puerto 2 al 1, para obtener los parámetros  $S_{22}$  y  $S_{12}$  es necesario invertir el circuito, de tal modo que en esta posición invertida al medir  $S_{11}$  y  $S_{21}$  estaremos midiendo  $S_{22}$  y  $S_{12}$  respectivamente. Dado que el circuito no es simétrico (desde la entrada nos encontramos con una línea coplanar más los componentes de polarización de la base y desde la salida con otra línea coplanar más el circuito de polarización del colector), la calibración en el plano C de la base no sirve para obtener los parámetros  $S_{22}$  y  $S_{12}$ , ya que para medirlos se ha de invertir el circuito, tal como se ha descrito anteriormente, por lo que se ha de utilizar una calibración en el plano C de la base del transistor (que denominaremos CAL1) para medir  $S_{11}$  y  $S_{21}$  (en su posición habitual) y otra calibración en el plano C del colector (que denominaremos CAL2) para medir  $S_{22}$  y  $S_{12}$  (con el circuito en posición invertida). El panel de control del analizador de redes permite almacenar las calibraciones como diferentes estados en forma de archivos con extensión “.STA” y que se pueden cargar para realizar las medidas correspondientes según el criterio establecido (CAL1 para  $S_{11}$  y  $S_{21}$  y CAL2 para  $S_{22}$  y  $S_{12}$ ).

### 5.1.2. Medidas de parámetros scattering “S” del transistor.

Siguiendo los pasos establecidos en el apartado 4.4.1 y los criterios discutidos en el apartado 5.1.1, se obtienen las medidas de parámetros S para las 10 unidades de transistores de cada modelo de los tres propuestos según el fabricante. En total suman 30 unidades de las que hay que obtener cuatro parámetros S distintos, por lo que resulta un total de 120 medidas distintas. Cada una de estas ciento veinte medidas se ha realizado en el rango de frecuencias desde 100 MHz hasta 1200 MHz, habiéndose guardado las trazas de cada parámetro S para 201 puntos de frecuencia.

Al efectuar las medidas se han guardado dos tipos de información:



- 1) **Gráficas en formato polar y carta de Smith.-** Algunos fabricantes de transistores de RF adjuntan gráficas de los parámetros S en sus datasheet, representando los parámetros de transmisión en gráficas polares y los de reflexión en cartas de Smith.
- 2) **Valores de la traza en formato CSV.-** Las trazas de los parámetros S se guardan como un conjunto de valores para 201 puntos de frecuencia en formato CSV (valores separados por comas) que pueden abrirse con Excel.

Como ejemplo de gráficas, se muestran en la FIGURA 5-4, FIGURA 5-5, FIGURA 5-6 y FIGURA 5-7 las correspondientes a la primera muestra del transistor BFR93A fabricado por NXP (Philips). Nótese que en la gráfica de  $S_{12}$  aparece como traza  $S_{21}$  y en la de  $S_{22}$  aparece la de  $S_{11}$ , ya que, como se ha explicado anteriormente, el analizador de redes empleado no puede medir directamente estos parámetros, por lo que ha sido necesario girar el circuito para conectar el puerto 1 del analizador a la salida del circuito y el puerto 2 a la entrada del circuito, de modo que al medir  $S_{11}$  estaremos midiendo en realidad  $S_{22}$  y  $S_{12}$  en lugar de  $S_{21}$ .

Las gráficas del resto de unidades de los tres fabricantes también fueron guardadas y son muy aproximadas entre sí, por lo que se estima conveniente no mostrarlas aquí, ya que el análisis de resultados, del que nos ocuparemos en el apartado 5.4, se realizará a partir de los datos disponibles en las trazas registradas.

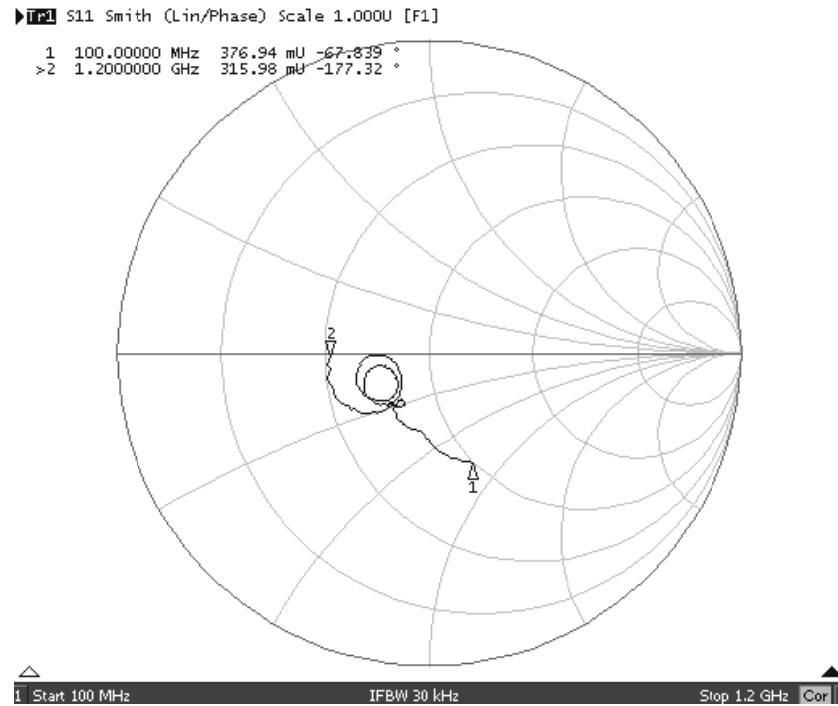


FIGURA 5-4 –Gráfica de Smith del parámetro de reflexión  $S_{11}$  de la primera muestra de transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips).

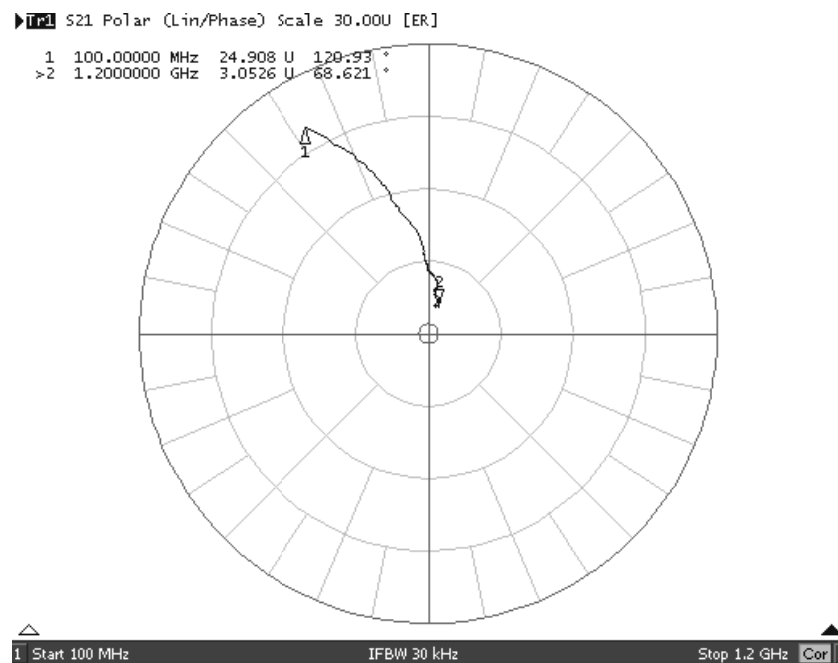


FIGURA 5-5 – Gráfica polar del parámetro de reflexión  $S_{21}$  de la primera muestra de transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips).

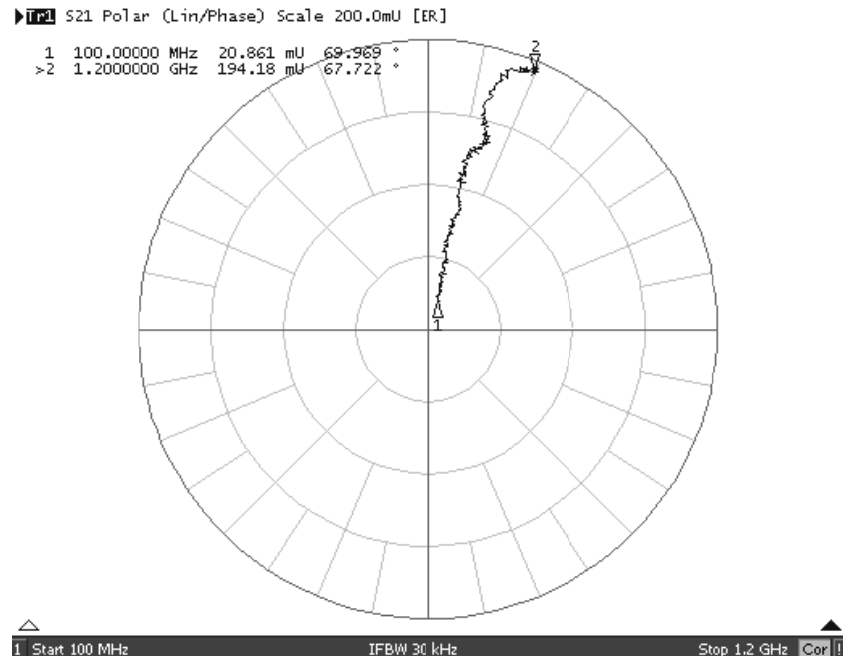


FIGURA 5-6 – Gráfica polar del parámetro de reflexión  $S_{12}$  de la primera muestra de transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips).

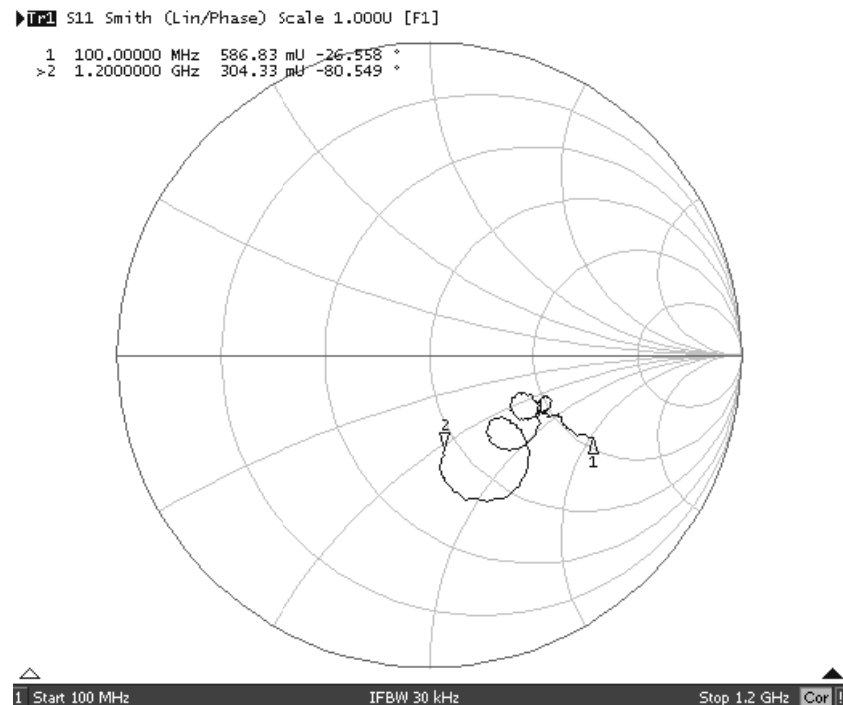


FIGURA 5-7 – Gráfica de Smith del parámetro de reflexión  $S_{22}$  de la primera muestra de transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips).

Como ejemplo de traza de valores que fueron guardados por el analizador de redes en formato CSV, se muestra en la FIGURA 5-8 la que corresponde a uno de los parámetros de la primera muestra del transistor BFR93A fabricado por NXP (Philips). Con el objetivo de ser un ejemplo ilustrativo, solamente se muestra un conjunto de valores en lugar de los 201 que se ha comentado anteriormente.

# Canal 1						
# Taza 1						
Frecuencia, Magnitud, Fase						
+1.0000000000E+008, +2.33918589236E+001, +1.22414071586E+002						
+1.0550000000E+008, +2.26230927697E+001, +1.20960403665E+002						
+1.1100000000E+008, +2.20679165630E+001, +1.19715522387E+002						
+1.1650000000E+008, +2.15236350516E+001, +1.18848188981E+002						
+1.2200000000E+008, +2.08080332575E+001, +1.17826315699E+002						
+1.2750000000E+008, +2.01501654604E+001, +1.16608829351E+002						
+1.3300000000E+008, +1.95298402506E+001, +1.15700542906E+002						
+1.3850000000E+008, +1.90073699219E+001, +1.14602575681E+002						
+1.4400000000E+008, +1.84545182753E+001, +1.13865166864E+002						
+1.4950000000E+008, +1.79070982058E+001, +1.12551046484E+002						
+1.5500000000E+008, +1.73081302918E+001, +1.11986966438E+002						
+1.6050000000E+008, +1.67737747741E+001, +1.11249571412E+002						
+1.6600000000E+008, +1.63067611771E+001, +1.10451232586E+002						
+1.7150000000E+008, +1.59566900630E+001, +1.10120345627E+002						
+1.7700000000E+008, +1.54924188601E+001, +1.09175160326E+002						
+1.8250000000E+008, +1.51709412690E+001, +1.08650204100E+002						
+1.8800000000E+008, +1.46387947195E+001, +1.08423919177E+002						
+1.9350000000E+008, +1.43832755775E+001, +1.08039893124E+002						
+1.9900000000E+008, +1.40802576959E+001, +1.07657617512E+002						
+2.0450000000E+008, +1.38476201135E+001, +1.07019583424E+002						

FIGURA 5-8 –Valores del parámetro  $S_{21}$  guardados como traza en formato CSV de la primera muestra de transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips).

Los valores de la FIGURA 5-8 están todos dispuestos en una única columna y separados por comas, de ahí su nombre. Debido a la gran cantidad de datos que forman el total de las medidas, se ha estimado conveniente incluir en el anexo 0 solamente las medidas correspondientes a un número limitado de frecuencias. Estas frecuencias elegidas podrían ser las de los extremos del rango medido más otras dos intermedias:

- Frecuencia 1 = 100 MHz › Límite inferior del rango
- Frecuencia 2 = 500 MHz › Punto intermedio
- Frecuencia 3 = 900 MHz › Punto intermedio
- Frecuencia 4 = 1200 MHz › Límite superior del rango

Con estos cuatro puntos de medida se espera poder sacar conclusiones relevantes respecto a las diferencias de comportamiento y precisión de los modelos de transistor de los fabricantes considerados en función del entorno de frecuencias de operación.

Por otro lado, estos datos han sido tratados con Excel para poder formar los modelos de parámetros S experimentales del transistor para cada fabricante. Dichos modelos están formados a partir del valor medio de las medidas, y son almacenados como ficheros con formato Touchstone de extensión .S2P, habiéndose obtenido los que aparecen en la FIGURA 5-9, FIGURA 5-10 y FIGURA 5-11.

#	MHz	S	MA	R	50				
!	Freq	S11		S21		S12		S22	
	100	0.376	-65.5	23.703	122.2	0.021	71.1	0.630	-23.2
	200	0.338	-84.5	15.969	114.2	0.034	72.4	0.584	-24.9
	300	0.299	-103.5	11.302	106.2	0.047	73.6	0.538	-26.5
	400	0.259	-123.5	8.222	97.8	0.061	74.9	0.489	-28.3
	500	0.220	-142.5	6.322	89.8	0.074	76.1	0.443	-29.9
	600	0.224	-163.9	5.471	86.2	0.087	76.1	0.432	-32.7
	700	0.228	-161.0	4.789	82.6	0.100	76.1	0.420	-35.4
	800	0.233	-171.2	4.236	79.0	0.113	76.1	0.409	-38.2
	900	0.237	176.2	3.760	75.2	0.127	76.1	0.396	-41.1
	1000	0.257	174.3	3.486	73.2	0.142	75.2	0.401	-47.6
	1100	0.277	172.6	3.259	71.3	0.156	74.4	0.405	-53.7
	1200	0.298	170.6	3.035	69.1	0.172	73.4	0.410	-60.5

FIGURA 5-9 – Modelo de parámetros S del transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips), obtenido del valor medio de las medidas de caracterización del dispositivo.

#	GHz	S	MA	R	50								
!	f	S11		S21		S12		S22					
!	GHz	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG				
0.100		0.377	-70.0	23.734	121.2	0.021	71.6	0.614	-23.9				
0.200		0.338	-81.9	15.885	113.3	0.035	73.1	0.571	-25.5				
0.300		0.299	-93.7	11.187	105.4	0.049	74.5	0.527	-27.1				
0.400		0.257	-106.2	8.108	97.1	0.063	76.0	0.482	-28.8				
0.500		0.218	-118.1	6.218	89.2	0.077	77.4	0.439	-30.4				
0.600		0.225	179.5	5.381	85.5	0.091	77.4	0.429	-33.5				
0.700		0.230	-179.3	4.710	81.9	0.105	77.4	0.419	-36.7				
0.800		0.235	-178.3	4.167	78.3	0.120	77.4	0.409	-39.8				
0.900		0.240	168.1	3.700	74.5	0.135	77.4	0.398	-43.2				
1.000		0.260	175.7	3.432	72.5	0.150	76.7	0.406	-50.1				
1.100		0.278	-178.6	3.210	70.5	0.165	76.1	0.413	-56.6				
1.200		0.298	163.9	2.992	68.4	0.182	75.3	0.420	-64.0				

FIGURA 5-10 – Modelo de parámetros  $S$  del transistor BFR93A del fabricante Infineon (Siemens), obtenido del valor medio de las medidas de caracterización del dispositivo.

#	MHz	S	MA	R	50								
!	Freq	S11		S21		S12		S22					
100		0.390		-60.8	24.744	124.0	0.021	74.0	0.628		-24.4		
200		0.350		-79.6	16.850	116.0	0.034	74.8	0.577		-26.2		
300		0.310		-98.4	12.015	108.1	0.047	75.5	0.527		-27.9		
400		0.268		-118.2	8.785	99.7	0.061	76.3	0.474		-29.7		
500		0.228		-137.0	6.772	91.8	0.074	77.0	0.423		-31.5		
600		0.231		-147.6	5.867	88.3	0.088	76.8	0.411		-34.1		
700		0.233		-158.2	5.137	84.8	0.101	76.7	0.399		-36.8		
800		0.236		-168.8	4.544	81.3	0.114	76.5	0.386		-39.4		
900		0.239		-179.3	4.031	77.5	0.128	76.3	0.373		-42.2		
1000		0.260		179.7	3.727	75.7	0.143	75.5	0.379		-49.0		
1100		0.280		-177.7	3.475	73.9	0.157	74.7	0.385		-55.5		
1200		0.305		174.7	3.228	72.0	0.173	73.8	0.392		-62.7		

FIGURA 5-11 – Modelo de parámetros  $S$  del transistor BFR93A del fabricante Vishay (Telefunken), obtenido del valor medio de las medidas de caracterización del dispositivo.

### 5.1.3. Comparativa de los modelos del transistor.

En el apartado anterior 5.1.2 se han obtenido los modelos experimentales de parámetros S del transistor BFR93A mediante su caracterización en el circuito de pruebas y que han sido formados a partir del valor medio de las medidas obtenidas. Además se dispone de otros modelos proporcionados por el fabricante, por lo que ahora vamos a intentar realizar una comparativa, utilizando el programa AWR Microwave Office, entre los parámetros S resultantes de aplicar los tres modelos disponibles, es decir:

1. Modelo de parámetros S del fabricante.
2. Modelo de parámetros S obtenido de las medidas.
3. Modelo Gummel-Poon del fabricante.

Se puede considerar el modelo de parámetros S como una caja negra que contiene un conjunto de parámetros que caracterizan un circuito o dispositivo en cuanto a su comportamiento en pequeña señal, de tal modo que al aplicar señales en sus puertos se obtienen medidas de reflexión y transmisión. Para el caso de un transistor en configuración de colector, base o emisor común, dicha caja de parámetros S se reduce a una red de dos puertos.

La FIGURA 5-12 representa el esquema para visualizar los parámetros S del transistor BFR93A fabricado por NXP (Philips) con el programa Microwave Office de AWR y cuyos parámetros S son enlazados mediante la propiedad "NET = BFR93AH", que hace referencia a un fichero de parámetros S proporcionado por el fabricante (en este caso, la versión H corresponde a un punto de trabajo de 8 V, 30 mA).

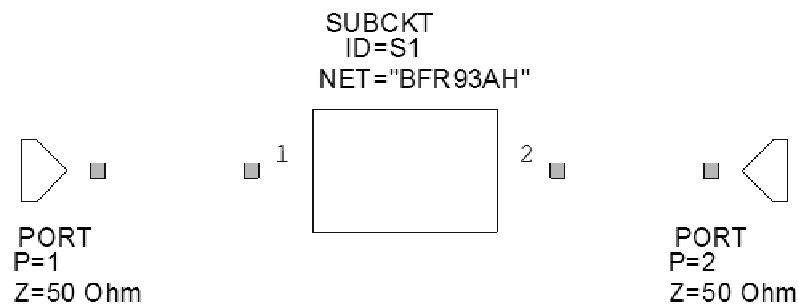


FIGURA 5-12 – Esquema para visualizar en AWR Microwave Office los parámetros *S* del transistor BFR93A proporcionados por el fabricante.

El esquema electrónico de la FIGURA 5-13 corresponde al mismo tipo que el anterior pero la caja de parámetros *S* hace referencia a un fichero obtenido del valor medio de las medidas realizadas sobre el circuito real.

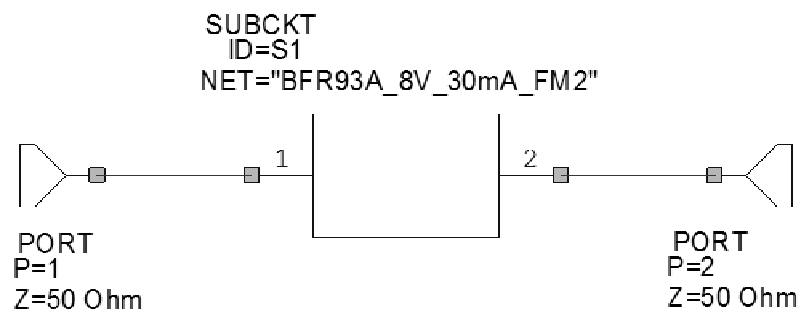


FIGURA 5-13 – Esquema para visualizar en AWR Microwave Office los parámetros *S* del transistor BFR93A obtenidos del valor medio de las medidas.

Las simulaciones de parámetros *S* a realizar con los esquemas de la FIGURA 5-12 y la FIGURA 5-13 se basan, como se ha comentado anteriormente, en un conjunto de parámetros *S* almacenados en un fichero. Sin embargo, es posible realizar una simulación de parámetros *S* a partir de parámetros del transistor que caracterizan su



modelo circuital interno, como por ejemplo los parámetros que componen su modelo Gummel-Poon que son incorporados en un fichero con formato SPICE.

La FIGURA 5-14 constituye un posible esquema electrónico para la simulación de parámetros S del transistor BFR93A en base a parámetros del modelo Gummel-Poon proporcionados por el fabricante, también almacenados en un fichero referenciado por la propiedad NET del transistor del esquema. Puesto que se trata de simular un modelo circuital en lugar de un modelo basado en una caja que ya contiene los parámetros a simular, es necesario dotar al transistor de la electrónica necesaria para el funcionamiento de dicho modelo circuital, como son las redes de polarización, acoplo y desacoplo. El esquema de la FIGURA 5-14 incorpora elementos ideales, de modo que eligiendo convenientemente los valores de condensadores e inductancias se evitará interferir o alterar las medidas de la simulación sobre el elemento de interés, que es el transistor. Por ello se han elegido valores del orden de microfaradios para los condensadores y de centenas de microhenrios para las inductancias, ya que se trata de simular el comportamiento del transistor (no de simular un circuito para una aplicación real), obteniendo de este modo altos valores de acoplo y desacoplo que permiten independizar el transistor del resto del circuito.

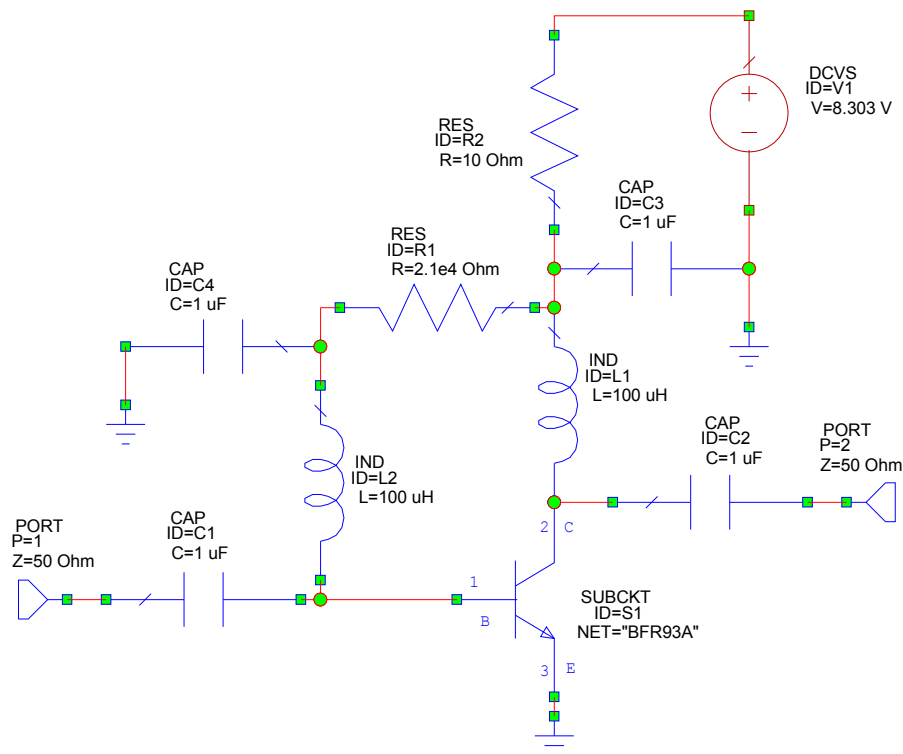


FIGURA 5-14- Esquema para la simulación del transistor BFR93A con los parámetros SPICE proporcionados por el fabricante.

Ha de reseñarse que no se ha realizado la simulación de parámetros S basada en el modelo Gummel-Poon para el transistor del fabricante Vishay por no disponer de dicho modelo.

La comparativa de parámetros S se hará de dos formas:

a) Comparativa según el tipo de modelo para un mismo fabricante.

Parámetro S11	Parámetro S11	Parámetro S11
NXP (Philips)	Infineon (Siemens)	Vishay (Telefunken)
Modelo "S" Fabricante	Modelo "S" Fabricante	Modelo "S" Fabricante
Modelo "S" Medidas	Modelo "S" Medidas	Modelo "S" Medidas
Modelo Gummel-Poon Fabricante	Modelo Gummel-Poon Fabricante	

b) Comparativa según el fabricante para un mismo tipo de modelo.

Parámetro S11	Parámetro S11	Parámetro S11
Modelo "S" Fabricante	Modelo "S" Medidas	Modelo Gummel-Poon Fabricante
NXP (Philips) Infineon (Siemens) Vishay (Telefunken)	NXP (Philips) Infineon (Siemens) Vishay (Telefunken)	NXP (Philips) Infineon (Siemens)

#### 5.1.3.1. COMPARATIVA SEGÚN EL TIPO DE MODELO PARA UN MISMO FABRICANTE.

En este apartado se obtendrán gráficos para cada uno de los cuatro parámetros S. Cada gráfico muestra tres trazas de un mismo parámetro para un mismo fabricante, una por cada tipo de modelo empleado. Los modelos considerados son:

- *Modelo "S" del fabricante*, es decir, se trata de un modelo formado con los parámetros S proporcionados por el fabricante en sus hojas de características o bien en forma de ficheros de extensión .S2P.
- *Modelo "S" de las medidas*, es decir, se trata de un modelo formado con los valores medios de los parámetros S obtenidos en las medidas de caracterización del dispositivo, según se explicó en el apartado 5.1.2 y que han sido incluidos en ficheros .S2P según aparecen en la FIGURA 5-9, FIGURA 5-10 y FIGURA 5-11.
- *Modelo Gummel-Poon del fabricante*, es decir, se trata de un modelo circuital proporcionado por el fabricante como un fichero de tipo SPICE, y al que asociando las correspondientes redes de polarización y acoplo es posible extraer los parámetros S.

Se muestran los resultados en gráficas polares para los parámetros de transmisión  $S_{12}$  y  $S_{21}$ , en forma de carta de Smith para los parámetros de reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , incorporando, tanto unos como otros, información de módulo y fase.

Una primera observación en los gráficos, es que, como se esperaba, existen diferencias entre las trazas derivadas de los datos del fabricante y las de las medidas obtenidas del circuito. A priori, las mayores diferencias se encuentran en las trazas de los parámetros de reflexión ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ) y de transmisión inversa ( $S_{12}$ ), siendo éstos los

parámetros de menor magnitud en amplificadores, por lo que es de esperar que acusen las mayores variaciones.

Sin embargo, se observa que las trazas resultantes de la simulación con datos del fabricante varían al considerarse modelos de cuadripolo con parámetros S o modelos Gummel-Poon, por lo que el grado de diferencia entre trazas del fabricante y trazas de las medidas es relativo.

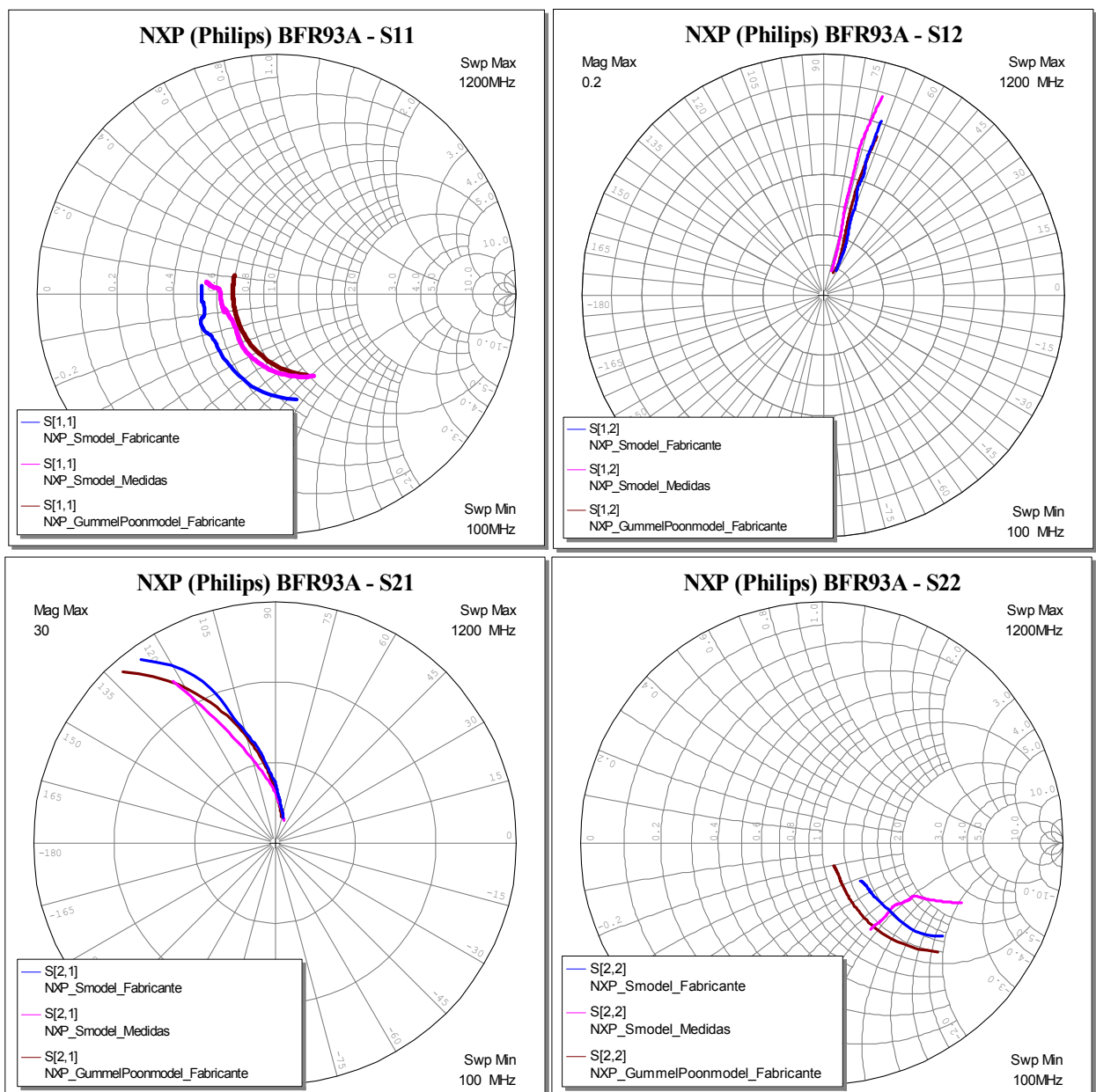
Estableciendo como traza comparativa del fabricante la de su modelo de cuadripolo con parámetros S, puede observarse en las gráficas que las diferencias entre las trazas medidas y las del fabricante son muy parecidas para los tres casos (NXP, Infineon y Vishay). Sin embargo, téngase en cuenta que los gráficos de parámetros S en forma polar y de carta de Smith engloban características de módulo y fase y representan la respuesta del parámetro en un rango de frecuencias muy amplio, por lo que la valoración que uno haga de las aproximaciones entre trazas para las escalas seleccionadas puede tornarse incierta o poco fiable.

Comparativa según el tipo de modelo para un mismo fabricante.

## GRÁFICAS POLARES Y CARTA DE SMITH

Transistor: BFR93A

Fabricante: NXP

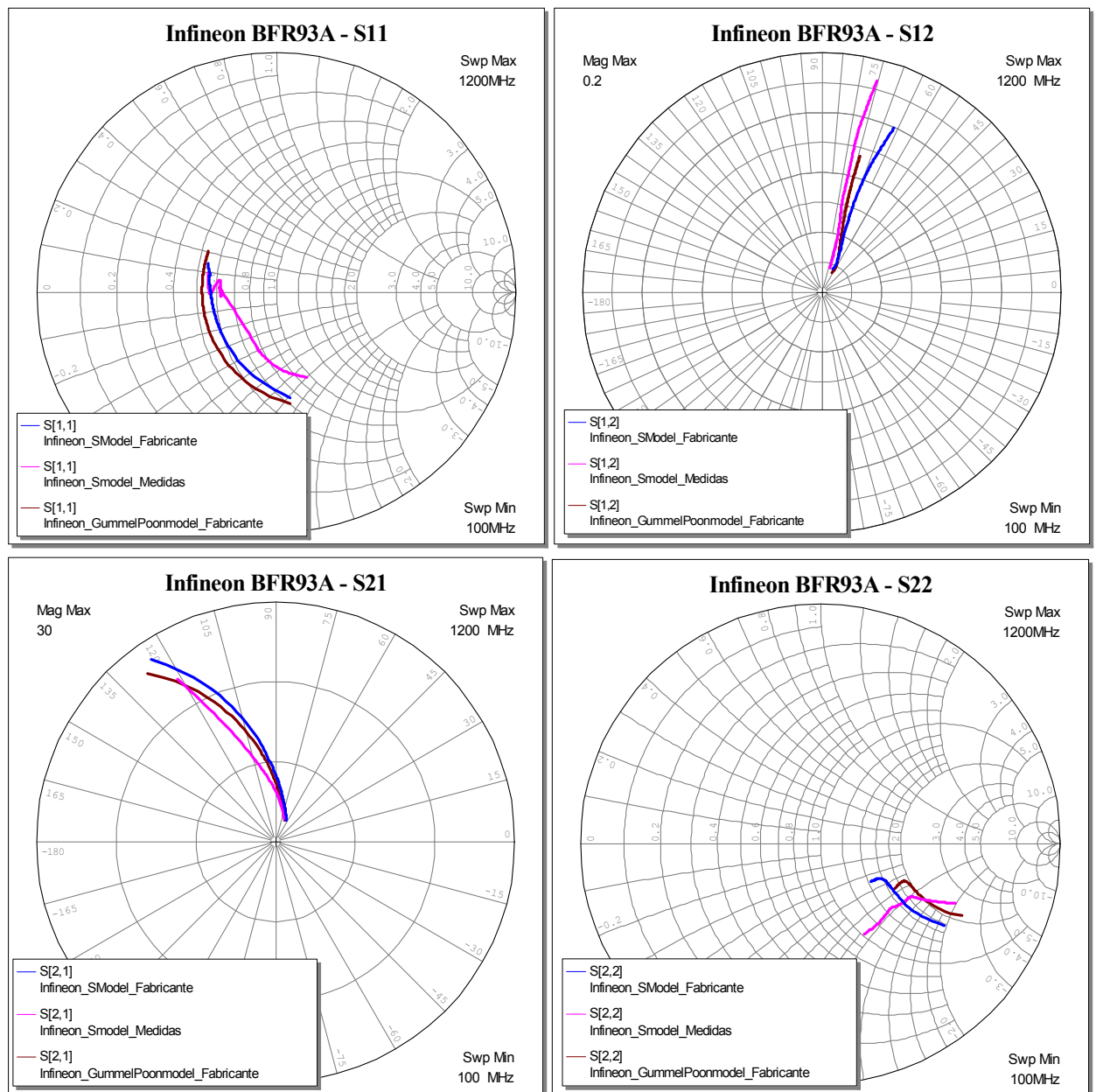


Comparativa según el tipo de modelo para un mismo fabricante.

## GRÁFICAS POLARES Y CARTA DE SMITH

Transistor: BFR93A

Fabricante: INFINEON

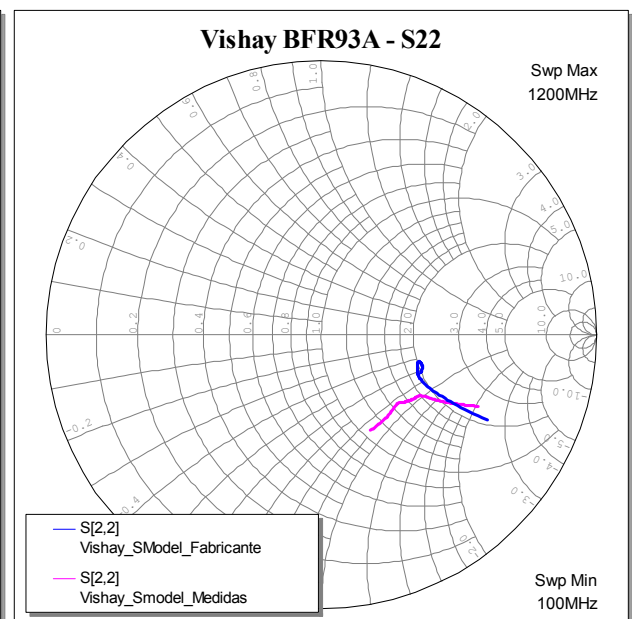
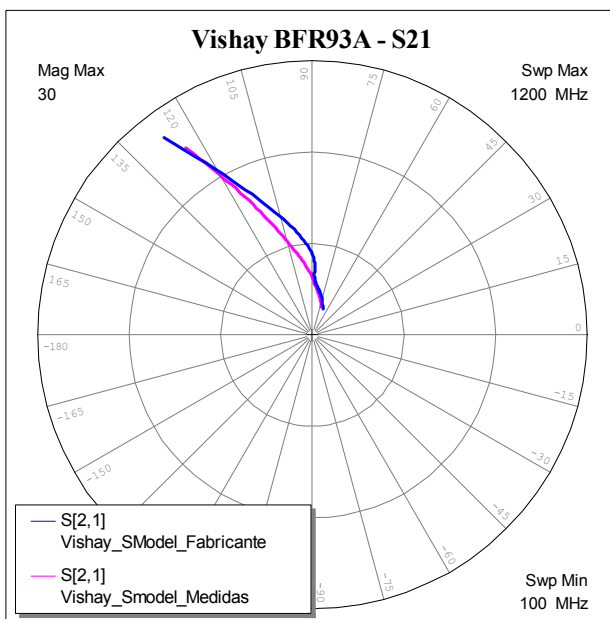
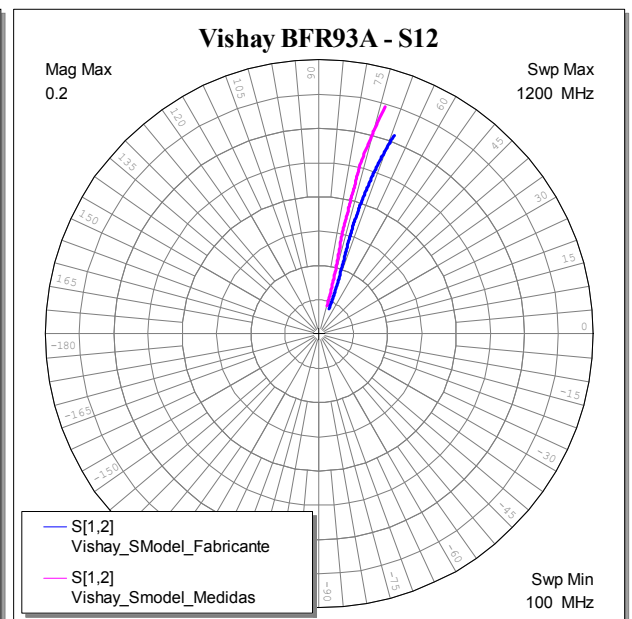
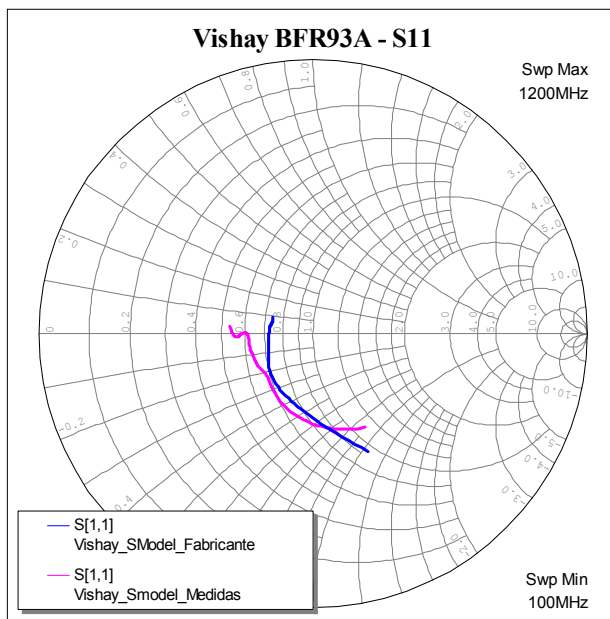


Comparativa según el tipo de modelo para un mismo fabricante.

## GRÁFICAS POLARES Y CARTA DE SMITH

Transistor: BFR93A

Fabricante: **VISHAY**



#### 5.1.3.2. COMPARATIVA SEGÚN EL FABRICANTE PARA UN MISMO TIPO DE MODELO.

---

El proceso es el mismo que en el apartado anterior, pero esta vez cada gráfico muestra tres trazas de un mismo parámetro para un mismo tipo de modelo de parámetros, una por cada fabricante. Los modelos considerados son los mismos que los comentados en el apartado anterior 5.1.3.1, comparándose los mismos para los tres fabricantes NXP (Philips), Infineon (Siemens) y Vishay (Telefunken).

En esta comparativa puede apreciarse que existen diferencias apreciables entre los parámetros S de reflexión ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ) de todos los fabricantes al considerar sus modelos de cuadripolos. Lo mismo puede decirse al considerar los parámetros S simulados a partir de su modelo Gummel-Poon. Sin embargo, en el caso de los parámetros S obtenidos del valor medio de las medidas se aprecia que las diferencias son mínimas, al menos desde el punto de vista de la aproximación de las trazas en gráficos de tipo polar y carta de Smith, y ello ocurre de forma generalizada para los cuatro parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{22}$ .

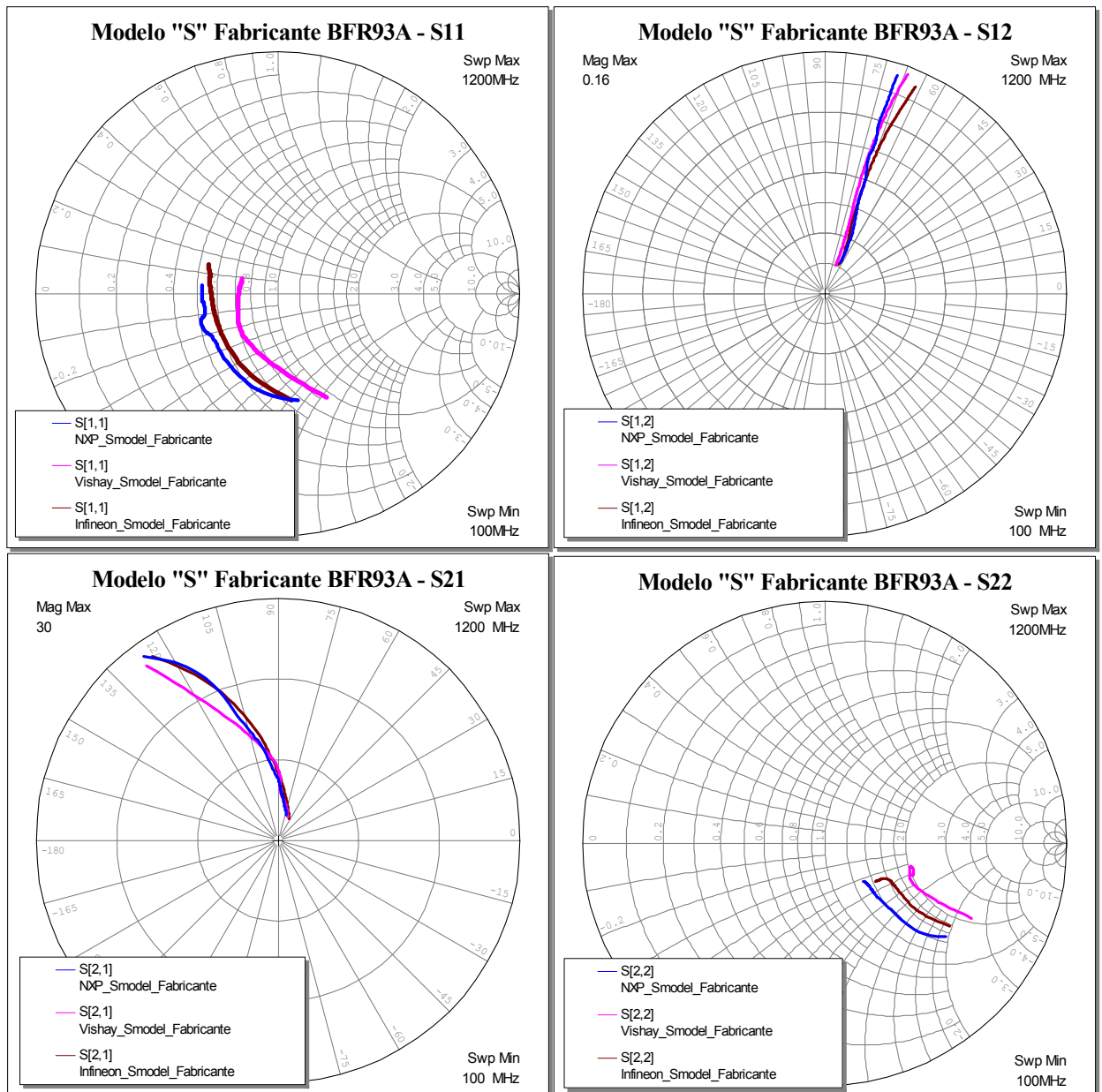


Comparativa según el fabricante para un mismo tipo de modelo.

## GRÁFICAS POLARES Y CARTA DE SMITH

Transistor: BFR93A

Modelo: "S" FABRICANTE

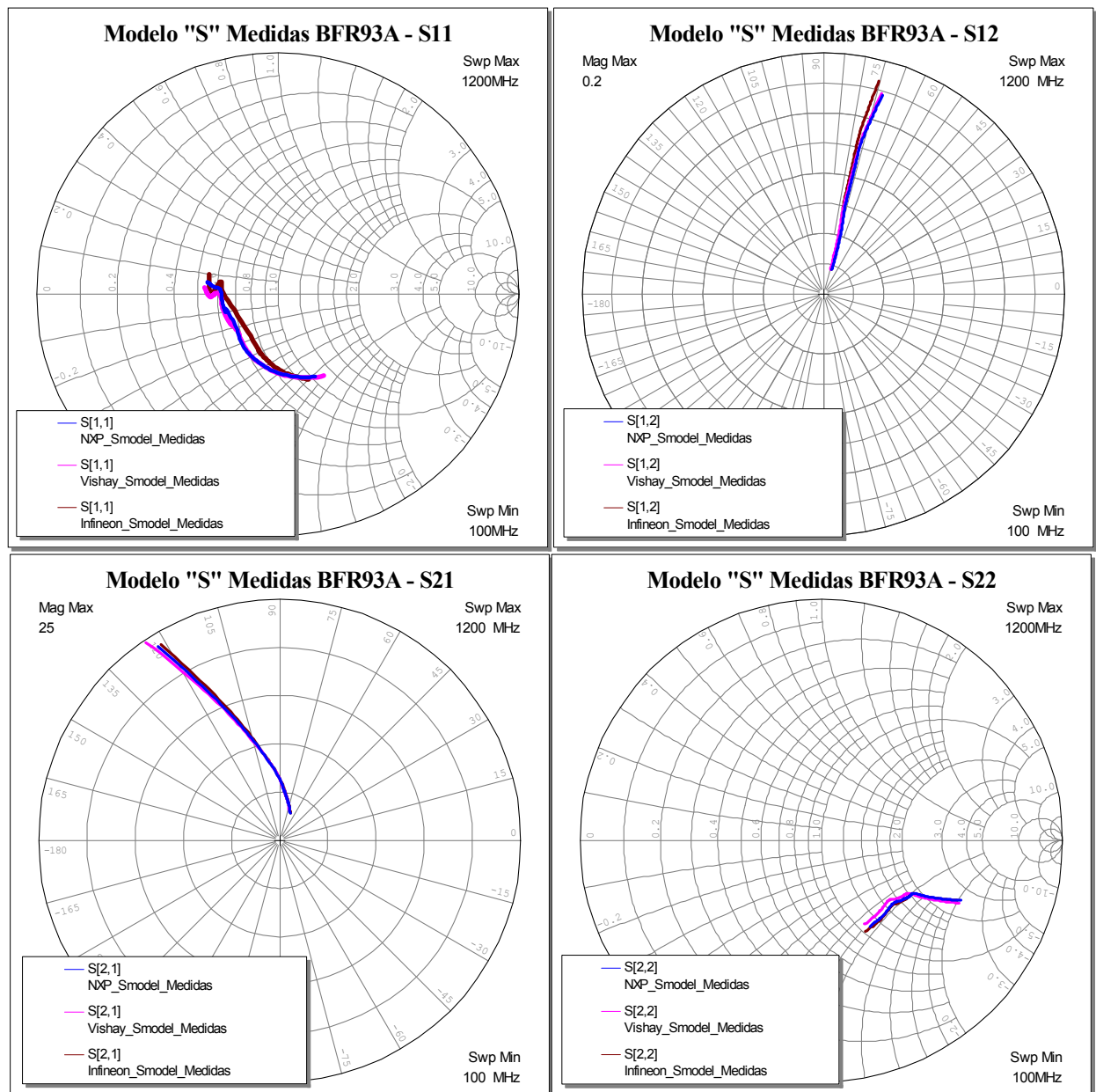


Comparativa según el fabricante para un mismo tipo de modelo.

## GRÁFICAS POLARES Y CARTA DE SMITH

Transistor: BFR93A

Modelo: "S" MEDIDAS

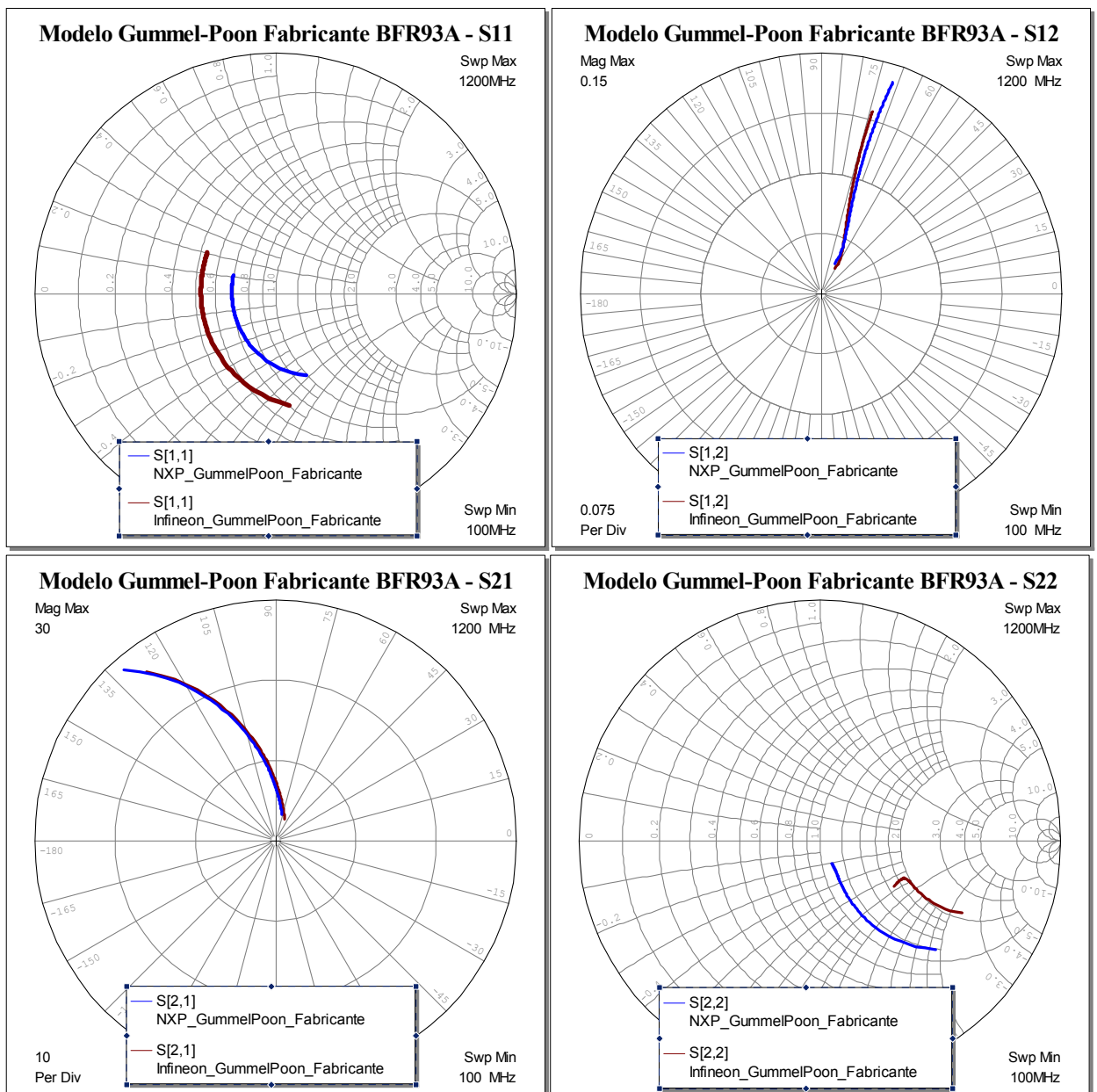


Comparativa según el fabricante para un mismo tipo de modelo.

## GRÁFICAS POLARES Y CARTA DE SMITH

Transistor: BFR93A

Modelo: GUMMEL-POON FABRICANTE



## 5.2. MEDIDAS DE FUNCIONAMIENTO DEL AMPLIFICADOR.

Una vez caracterizado el dispositivo, se puede pasar a la siguiente fase, que es realizar una serie de medidas de ciertas magnitudes del amplificador, con vistas a obtener las conclusiones pertinentes al observar el comportamiento de dichas magnitudes al usar los modelos de transistor proporcionados por el fabricante y los modelos resultantes de las medidas.

### 5.2.1. Medidas de la ganancia de transducción del amplificador.

Siguiendo los pasos establecidos en el apartado 4.4.2, se obtienen las medidas de la ganancia del circuito amplificador para las 10 unidades de transistores de cada modelo de los tres propuestos según el fabricante. En total suman 30 unidades de las que hay que obtener una sola medida, por lo que resulta un total de 30 medidas distintas. Cada una de estas treinta medidas se ha realizado en el rango de frecuencias desde 100 MHz hasta 1200 MHz, habiéndose guardado la traza para 201 puntos de frecuencia.

Las medidas de ganancia se han tomado en forma logarítmica, es decir, en decibelios, ya que es la forma más natural de trabajo del diseñador de RF.

Al efectuar las medidas se han guardado dos tipos de información:

- 3) **Gráficas en formato rectangular.-** Se ha considerado este tipo de gráfica como un tipo de representación más visual e ilustrativa.
- 4) **Valores de la traza en formato CSV.-** La traza de la ganancia se guarda como un conjunto de valores para 201 puntos de frecuencia en formato CSV (valores separados por comas) que pueden abrirse con Excel.

Como ejemplo de gráfica, se muestra en la FIGURA 5-15 la correspondiente a la primera muestra del transistor BFR93A fabricado por NXP (Philips).

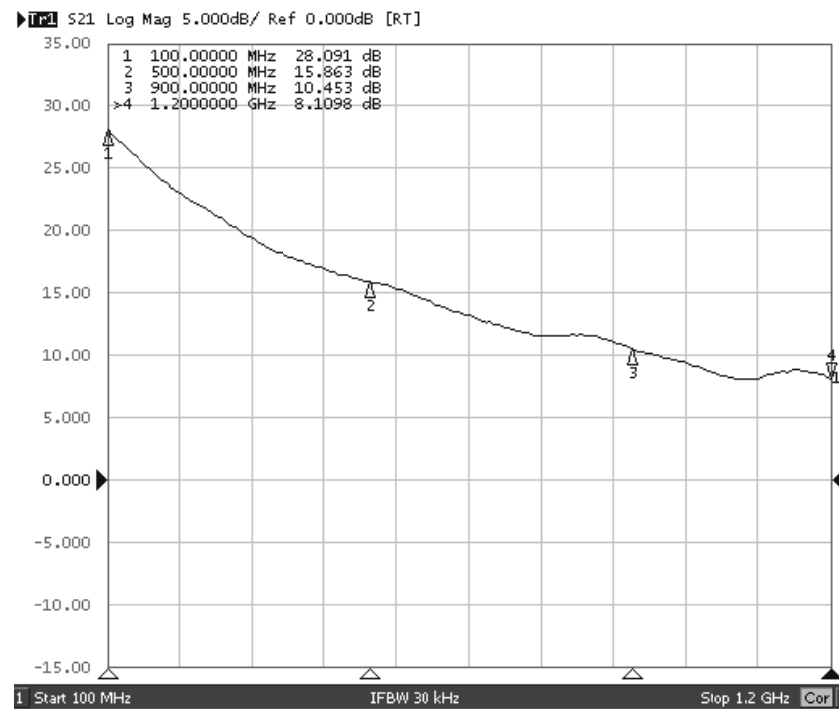


FIGURA 5-15 – *Gráfica de la ganancia en dB de la primera muestra del transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips).*

Como puede apreciarse, la ganancia del circuito varía en función de la frecuencia desde unos valores máximos entorno a los 28 dB a 100 MHz hasta unos valores mínimos entorno a los 8 dB a 1200 MHz.

Las trazas de valores correspondientes a estas gráficas han sido también guardadas para su análisis y figuran en el anexo 0.

Al superponer las gráficas de la ganancia del amplificador medida para cada uno de los diez transistores de un fabricante, se observa que las variaciones son razonablemente pequeñas, tal como puede verse en la FIGURA 5-16, FIGURA 5-17 y FIGURA 5-18, aunque sí se aprecia que para el caso de Infineon (FIGURA 5-17) esta variación es menor que para los otros dos fabricantes, dado el menor grosor del conjunto de trazas.

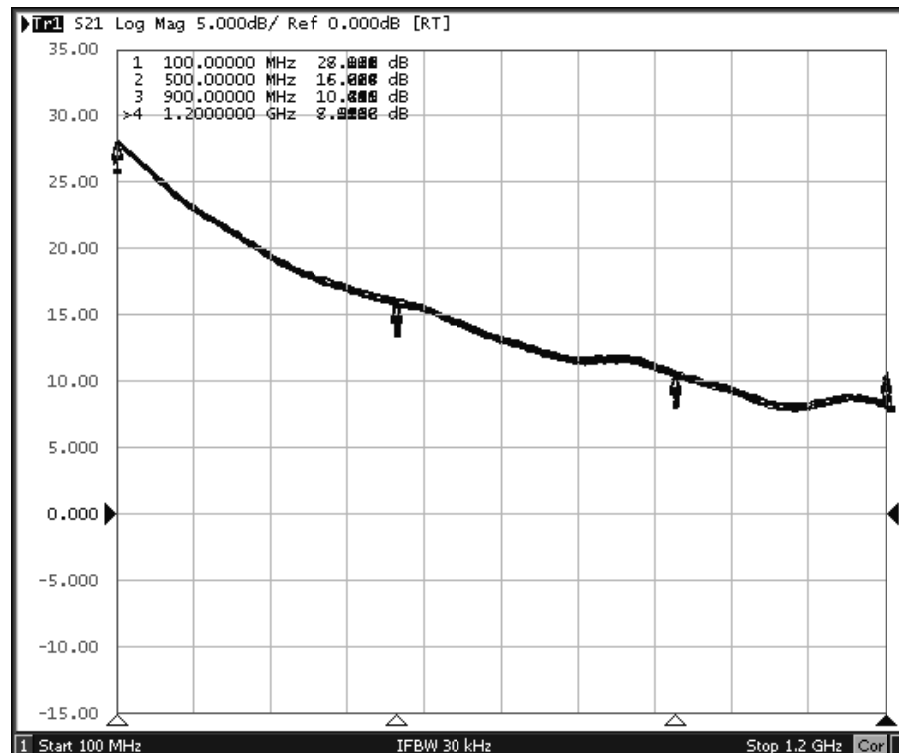


FIGURA 5-16 – Superposición de las curvas de ganancia medidas para los diez transistores del fabricante NXP.

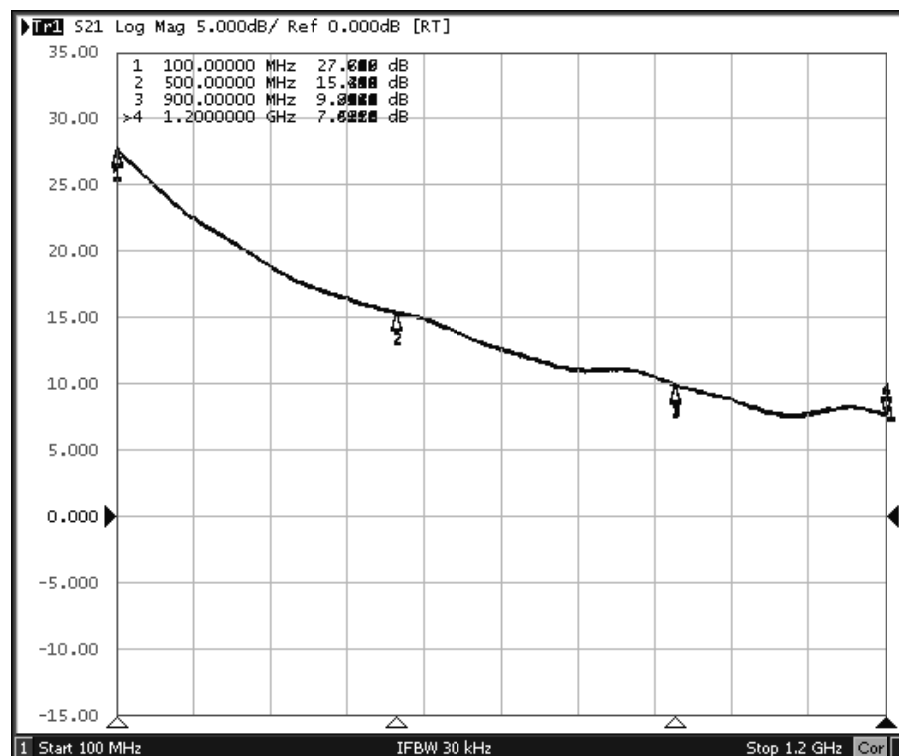


FIGURA 5-17 – Superposición de las curvas de ganancia medidas para los diez transistores del fabricante INFINEON.

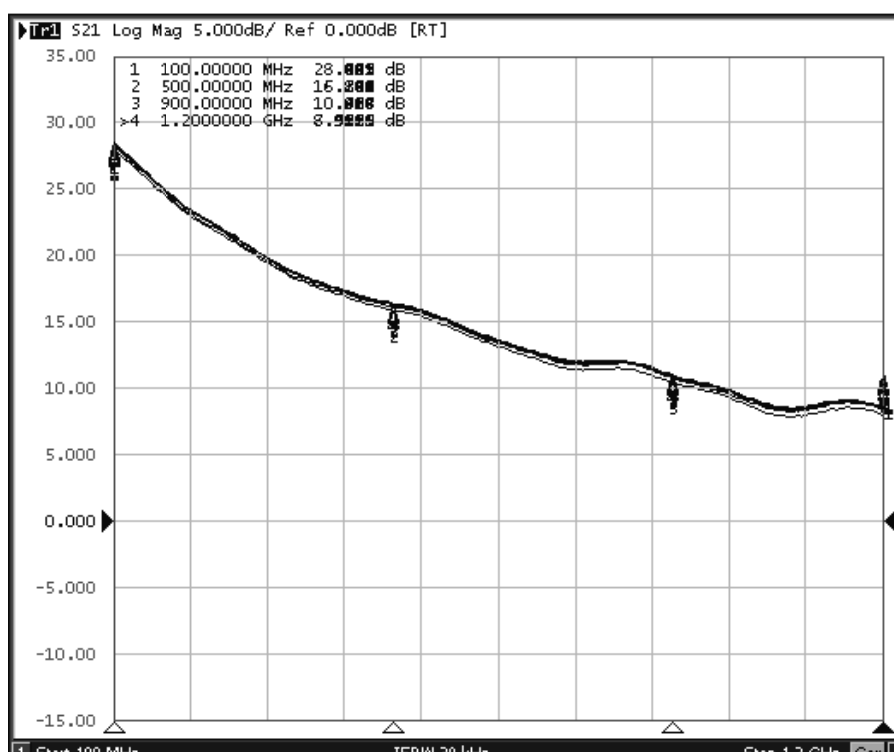


FIGURA 5-18 – *Superposición de las curvas de ganancia medidas para los diez transistores del fabricante VISHAY.*

La dispersión de las curvas de ganancia para cada fabricante es objeto de un análisis estadístico en base a las medidas realizadas, análisis que se desarrolla en el capítulo 6.

Por otro lado, una forma de comparar la respuesta de ganancia del amplificador entre los tres fabricantes es obteniendo una única traza para cada uno de ellos que represente el valor medio de la ganancia para cada punto de frecuencia, en lugar del conjunto de trazas superpuestas, ya que al haber cierta dispersión podrían solaparse unas trazas de un fabricante con las de otro y no sería posible obtener una valoración adecuada.

Así pues, estimando conveniente comparar las curvas de ganancia medidas de cada fabricante mediante su valor medio, las trazas guardadas en formato CSV han sido convertidas a formato XLS de Excel y se han obtenido los valores medios que se muestran gráficamente en la FIGURA 5-19. Como puede observarse, existe cierta

variación entre las curvas de ganancia de un fabricante y las de otro. Por ejemplo, en torno a 900 MHz, tenemos los siguientes valores de ganancia:

f = 900 MHz	Amplificador con BFR93A de NXP	G = 9,91 dB
	Amplificador con BFR93A de INFINEON	G = 10,51 dB
	Amplificador con BFR93A de VISHAY	G = 10,80 dB

Tabla 5-1 – *Valores medios de ganancia del circuito medidos a 900 MHz utilizando transistores BFR93A de diferentes fabricantes.*

Por tanto, la variación máxima de ganancia del amplificador a 900 MHz empleando transistores de diferentes fabricantes es de casi 1 dB.

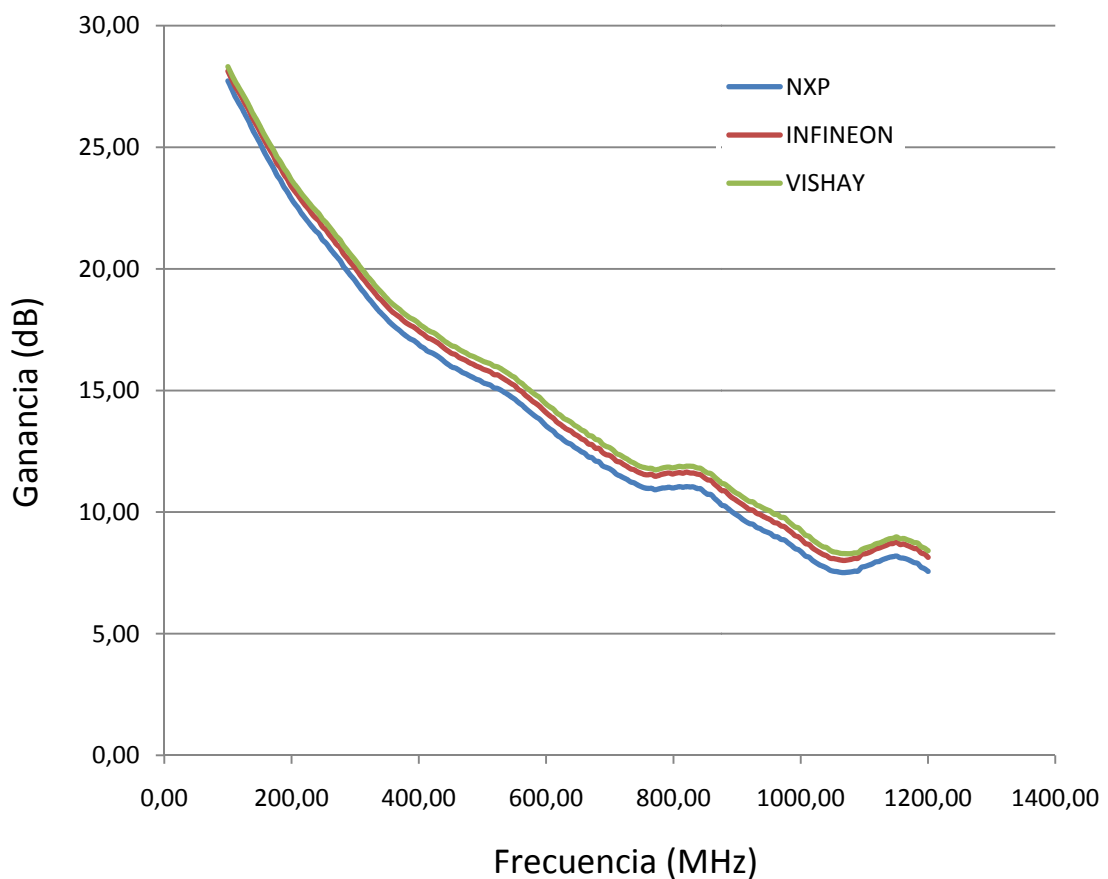


FIGURA 5-19 – *Comparativa de las trazas del valor medio de la ganancia del amplificador para los tres fabricantes del transistor BFR93A.*



### 5.2.2. Medidas del Punto de Compresión a 1 dB del amplificador.

La medida del punto de compresión a 1 dB se ha realizado según el procedimiento descrito en el apartado 4.4.2, para una única frecuencia de operación de 900 MHz. Se ha efectuado la medida del P1dB para los treinta transistores disponibles, diez por cada fabricante. Todas estas medidas han sido determinadas mediante el proceso que se explica a continuación.

La FIGURA 5-20 es un ejemplo de la medida del P1dB para un transistor. Como puede apreciarse, en el marcador 1 la traza de  $S_{21}$  cae 1 dB por debajo de su valor en pequeña señal, que es el valor donde la traza es casi horizontal y que podríamos denominar como *ganancia lineal*.

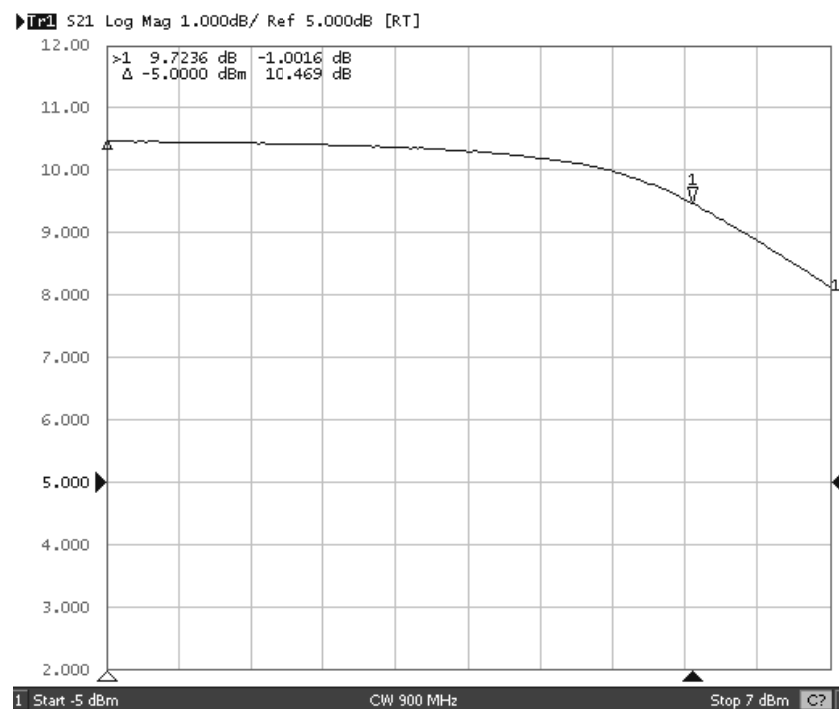


FIGURA 5-20 – Medida de  $S_{21}$  con barrido de potencia para la primera muestra de transistor de NXP (Philips).

La interpretación de la gráfica es la siguiente: en la potencia más baja, -5dBm, el módulo de  $S_{21}$  para el transistor del fabricante NXP es de 10,469 dB (ver FIGURA 5-20). En -5 dBm se ha establecido un marcador de referencia (MARKER REF) y se ha configurado el marcador 1 como un marcador de diferencia (MARKER DELTA) que se va desplazando hasta que la diferencia de  $|S_{21}|$  es de -1 dB, que corresponde a un valor de  $|S_{21}|$  de  $10,469 - 1 = 9,469$  dB. Por tanto, la ganancia en el punto P1dB es de:

$$G_{P1dB} = 9,469 \text{ dB}$$

En este punto, la potencia de entrada es tal que la potencia de salida ha llegado al punto de compresión a 1 dB. En este caso, la potencia de entrada es el resultado de sumar la potencia de partida de -5 dBm y los 9,7236 dB (véase FIGURA 5-21) que separan el marcador 1 de dicha potencia, resultando una potencia de entrada de:

$$P_E = -5 \text{ dBm} + 9,7236 \text{ dB} = 4,7236 \text{ dBm}$$

▶ Tr1 S21 Log Mag 1.000dB/ Ref 5.000dB [RT]				
12.00				
>1	9.7236	dB	-1.0016	dB
Δ	-5.0000	dBm	10.469	dB

FIGURA 5-21 – Vista ampliada de la leyenda de la gráfica de medida del P1dB.

Por tanto, la potencia de salida que representa el punto de compresión a 1 dB será:

$$P_S = P_{1dB} = P_E + G_{P1dB} = 4,7236 \text{ dBm} + 9,469 \text{ dB} = 14,1926 \text{ dBm}$$

Se han implementado estos cálculos en una hoja de Excel para facilitar la tarea, y se han obtenido las tablas para la determinación del P1dB que figuran en el anexo 0.

De las tablas mencionadas del anexo 0 se deducen los siguientes valores medios para el P1dB:

<b>Punto de Compresión a 1 dB (P1dB) en valor medio medido a <math>f = 900</math> MHz</b>	
Fabricante <b>NXP</b>	15,13 dBm
Fabricante <b>INFINEON</b>	15,95 dBm
Fabricante <b>VISHAY</b>	15,44 dBm

Tabla 5-2 – *Valores medios del P1dB del circuito medidos a 900 MHz empleando transistores de diferentes fabricantes.*

A la vista de la Tabla 5-2, el punto de compresión a 1 dB es bastante aproximado para los tres fabricantes, aunque dicha valoración dependerá de la calidad exigida por las especificaciones, ya que se existe una diferencia de 0,82 dBm entre el P1dB medio medido para el fabricante NXP y para Infineon.

### 5.3. SIMULACIÓN DEL CIRCUITO AMPLIFICADOR.

Otro tipo de medidas que permiten ampliar o reforzar las conclusiones de este PFC es el de las simulaciones. En el apartado 5.1 se han discutido y expuesto las medidas de caracterización del dispositivo y funcionamiento del circuito, realizadas sobre el circuito real, con las cuales se podrán realizar análisis de variabilidad entre las muestras de un mismo fabricante y entre las de diferentes fabricantes y darnos pistas sobre qué modelo es más fiable para abordar un proyecto de diseño en RF. Con este apartado de simulaciones podremos completar el análisis anterior al ver qué efectos se producen sobre el circuito global al considerar un modelo u otro (modelo de parámetros S del fabricante, modelo Gummel-Poon del fabricante o modelo derivado de las medidas de caracterización en la test-fixture empleada en este PFC). De este modo, el diseñador de RF podrá hacerse una idea de la repercusión de tales cuestiones cuando se halle en la fase de simulación de sus proyectos.

Para ello, se pretenden realizar varios tipos de simulaciones en función del tipo de medida a simular:

**1. Ganancia de transducción del amplificador:**

- Simulación con modelo de parámetros S del fabricante.
- Simulación con modelo de parámetros S obtenido de las medidas.
- Simulación con modelo Gummel-Poon del fabricante (modelo SPICE).

**2. Punto de compresión a 1 dB (P1dB):**

- Simulación con modelo Gummel-Poon del fabricante (modelo SPICE).

En lo que concierne al punto de compresión a 1 dB, se realizarán simulaciones únicamente con el modelo Gummel-Poon del fabricante, ya que se trata de un tipo de simulación no lineal y no es posible realizarla a partir de modelos lineales como los parámetros S.

**5.3.1. Consideraciones sobre la simulación.**

Una simulación de un circuito puede consistir en componer el mismo en un programa de simulación como AWR Microwave Office mediante un conjunto de componentes *ideales* que integran el diseño y viendo la respuesta del circuito en diferentes medidas. Esto sería una simulación ideal. Mediante la utilización de *modelos* del resto de componentes (resistencias, condensadores, inductancias, etc....) podemos realizar una simulación que se aproxima más al comportamiento real del circuito, de tal modo que, en general, cuanto más completo es el modelo, mayor es la aproximación a la respuesta real del circuito. Sin embargo, en este PFC no se tiene la intención de obtener la mayor aproximación o exactitud al comportamiento real del circuito globalmente considerado, porque de lo que trata es de analizar *el modelo del transistor y sus efectos* individuales sobre determinadas magnitudes a medir (ganancia, P1dB, etc.) De este modo, el diseñador de RF tendrá una idea de cómo influye la precisión del modelo de transistor sobre el comportamiento global del circuito.

### 5.3.2. Simulación de la ganancia de transducción del amplificador.

Para realizar la simulación de la ganancia del circuito amplificador habrá que establecer primero los esquemas de simulación que van a utilizarse para uno u otro caso. Así pues, las simulaciones con modelos de parámetros S se basan en un cuadripolo mientras que las simulaciones con modelos Gummel-Poon se basan en un esquema que contiene las redes de polarización y acoplo necesarias. El esquema utilizado para la simulación con parámetros S es, de manera genérica, el de la FIGURA 5-22, donde los

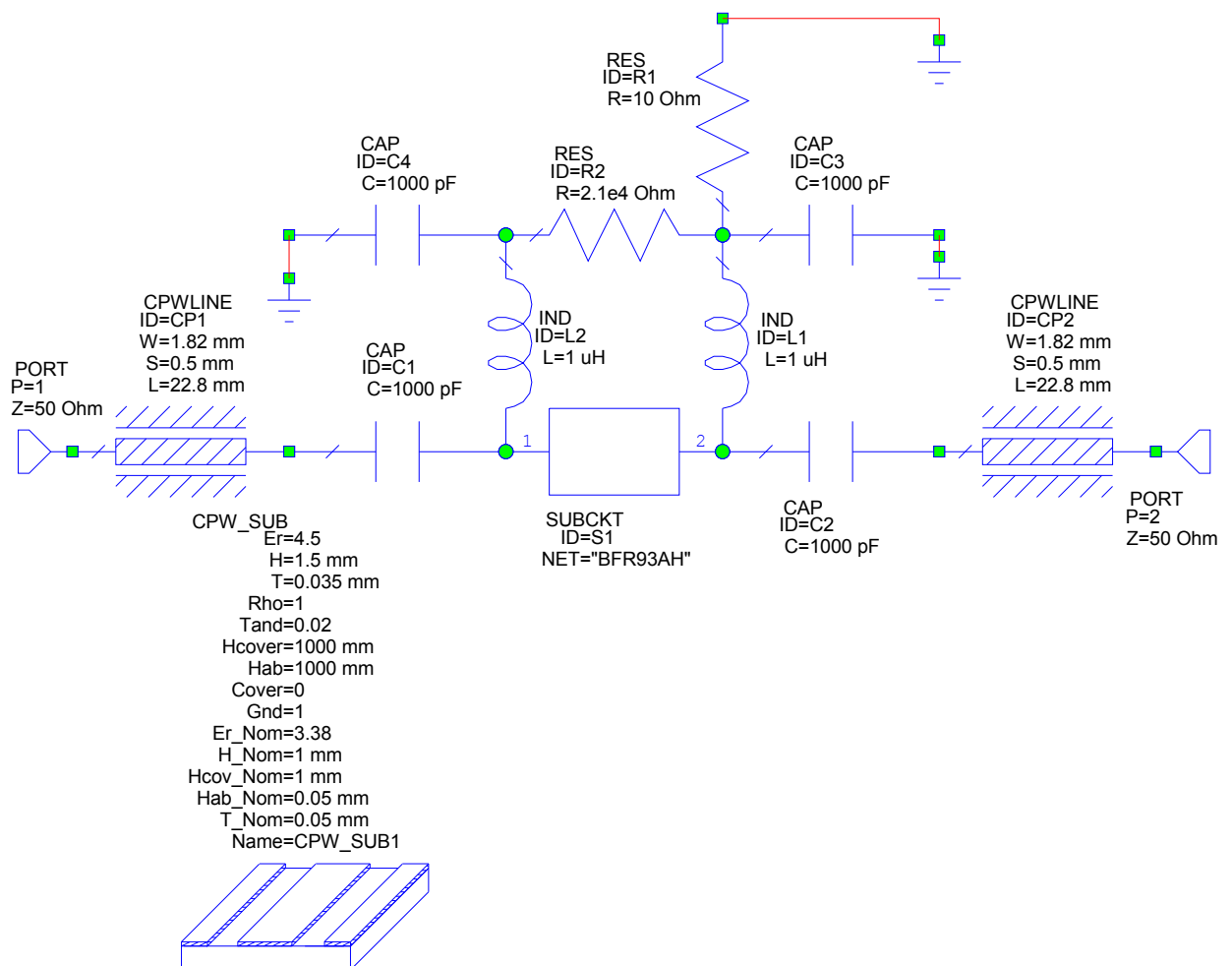


FIGURA 5-22 – Esquema general de simulación del amplificador con el modelo de cuadripolo de parámetros S.

elementos que constituyen las redes de polarización, acoplo y desacoplo no se han eliminado, ya que sus valores en el circuito real son lo que aparecen en el esquema.

Sobre este esquema, no hay más que sustituir el cuadripolo por el que corresponda para obtener la simulación de ganancia con los modelos del fabricante y los modelos obtenidos de las medidas de caracterización.

El esquema de simulación del amplificador con los modelos Gummel-Poon para el transistor es el de la FIGURA 5-23, en el que se ha añadido la fuente de voltaje DC para alimentar el circuito y se ha sustituido el cuadripolo por un elemento de transistor que enlaza con su modelo mediante un fichero de tipo SPICE con la propiedad “NET”.

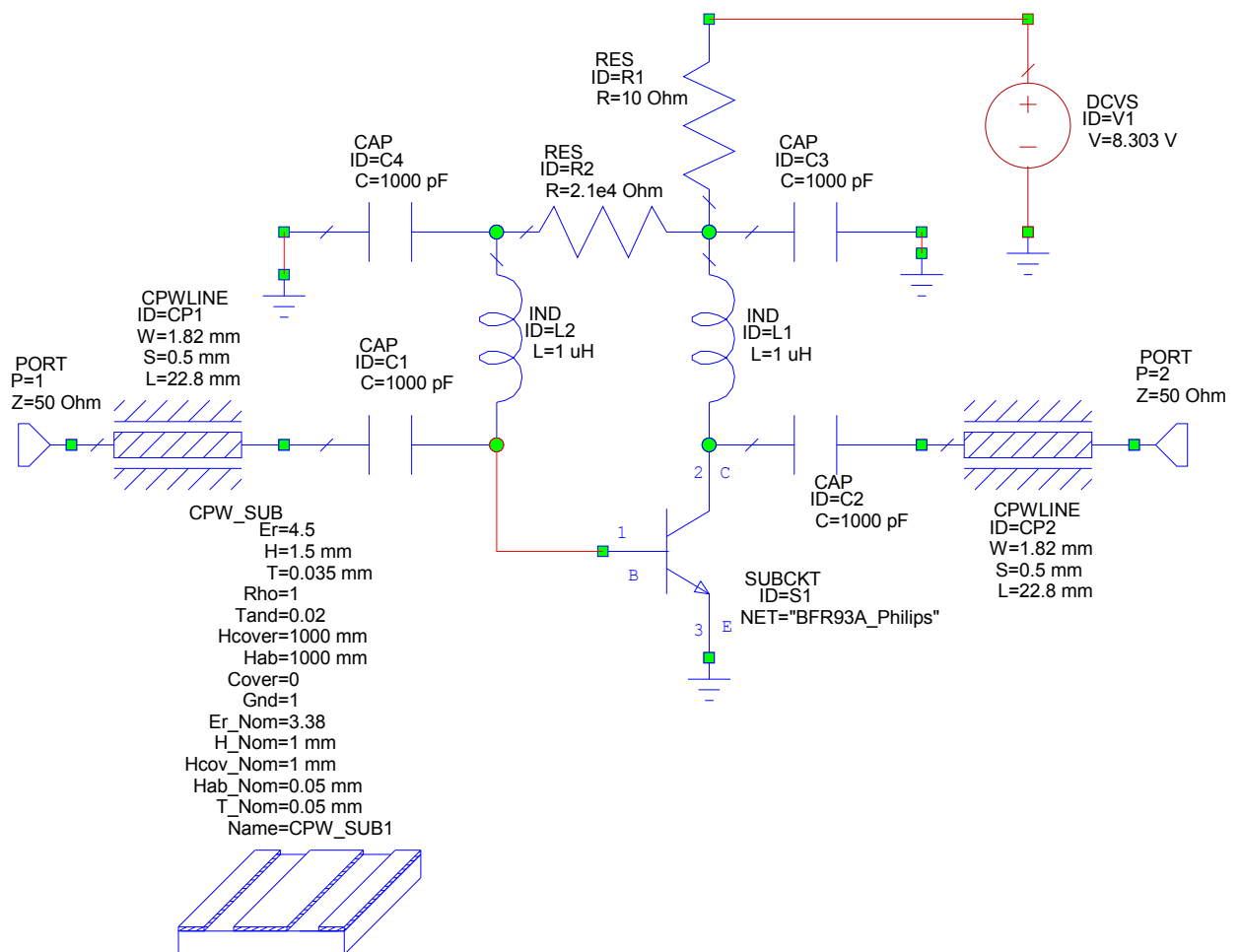


FIGURA 5-23 – Esquema general de simulación del amplificador con el modelo Gummel-Poon basado en ficheros de tipo SPICE.

Sobre este esquema, no hay más que sustituir el transistor con el modelo Gummel-Poon de un fabricante por el que corresponda para obtener la simulación de la ganancia.

Una vez realizadas las simulaciones necesarias, se han dispuesto los resultados a modo comparativo de forma análoga a como se hizo en el apartado 5.1.3 para los modelos del transistor. Así pues, la comparativa de ganancia del circuito se hará de dos formas:

a) Comparativa según el tipo de modelo para un mismo fabricante.

<b>Ganancia</b>	<b>Ganancia</b>	<b>Ganancia</b>
<b>NXP (Philips)</b>	<b>Infineon (Siemens)</b>	<b>Vishay (Telefunken)</b>
Modelo "S" Fabricante Modelo "S" Medidas Modelo Gummel-Poon Fabricante	Modelo "S" Fabricante Modelo "S" Medidas Modelo Gummel-Poon Fabricante	Modelo "S" Fabricante Modelo "S" Medidas

b) Comparativa según el fabricante para un mismo tipo de modelo.

<b>Ganancia</b>	<b>Ganancia</b>	<b>Ganancia</b>
<b>Modelo "S" Fabricante</b>	<b>Modelo "S" Medidas</b>	<b>Modelo Gummel-Poon Fabricante</b>
NXP (Philips) Infineon (Siemens) Vishay (Telefunken)	NXP (Philips) Infineon (Siemens) Vishay (Telefunken)	NXP (Philips) Infineon (Siemens)

#### 5.3.2.1. COMPARATIVA DE GANANCIA SEGÚN EL TIPO DE MODELO PARA UN MISMO FABRICANTE.

Los resultados de la simulación para esta clase de comparativa son los que aparecen en la FIGURA 5-24, FIGURA 5-25 y FIGURA 5-26.

A primera vista se observa que la respuesta de ganancia para cada fabricante es muy aproximada al emplear sus modelos, ya sea el de parámetros S o el de Gummel-Poon.

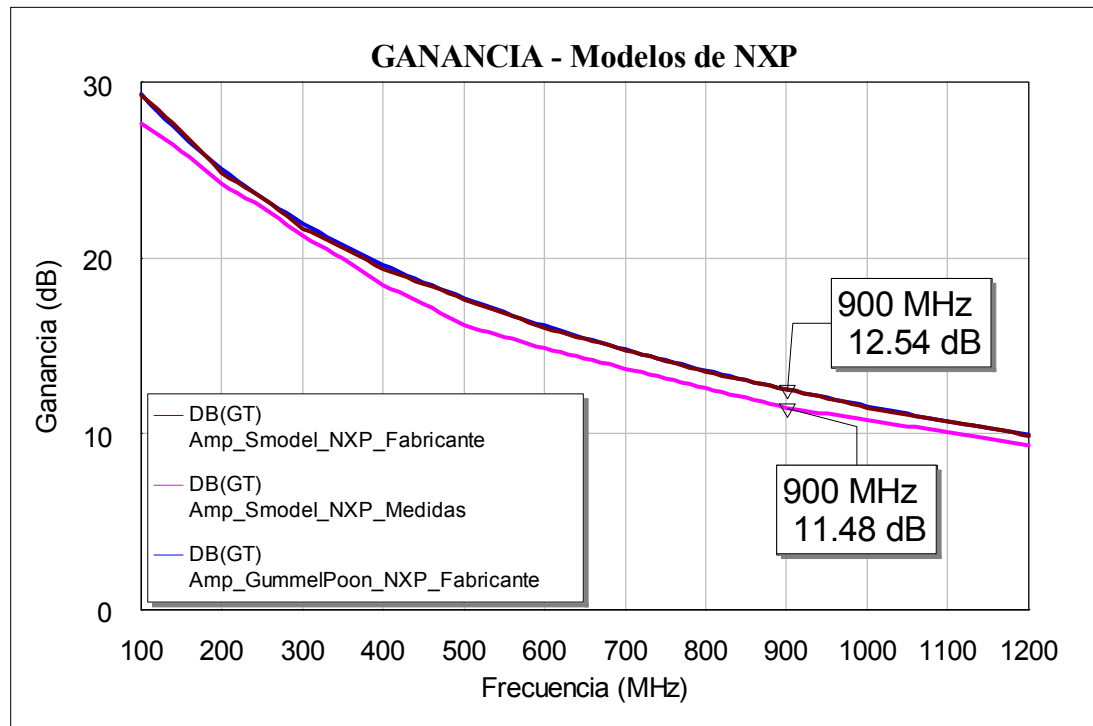


FIGURA 5-24 – Comparativa de la ganancia simulada del circuito empleando diferentes modelos del transistor BFR93A del fabricante NXP.

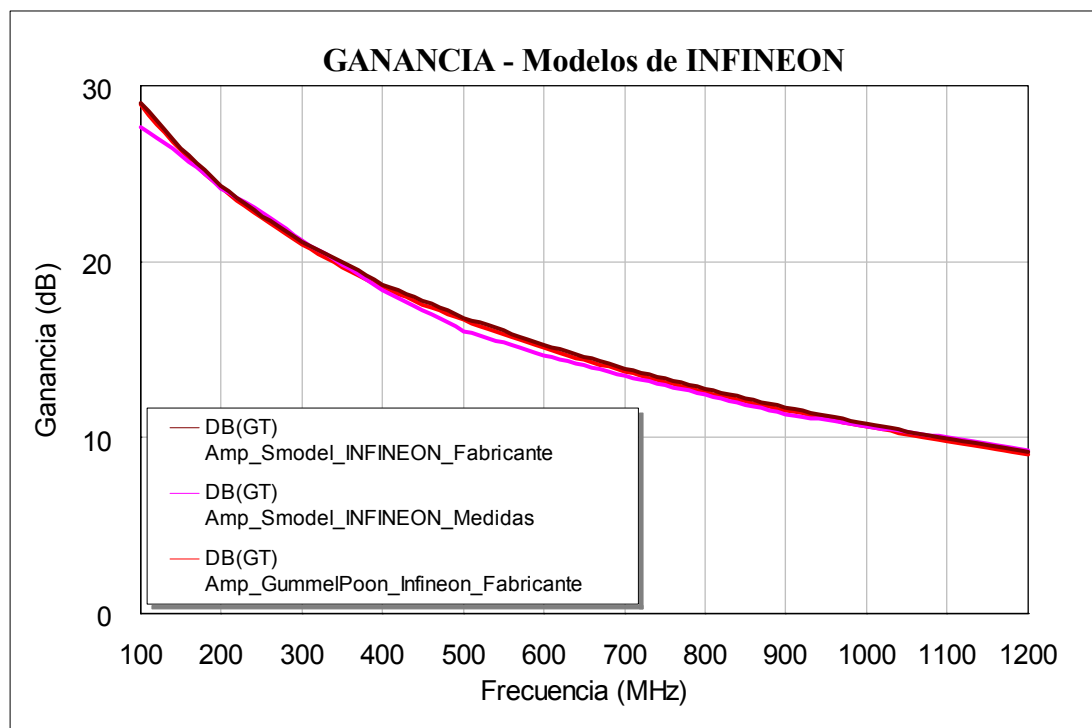


FIGURA 5-25 – Comparativa de la ganancia simulada del circuito empleando diferentes modelos del transistor BFR93A del fabricante INFINEON.



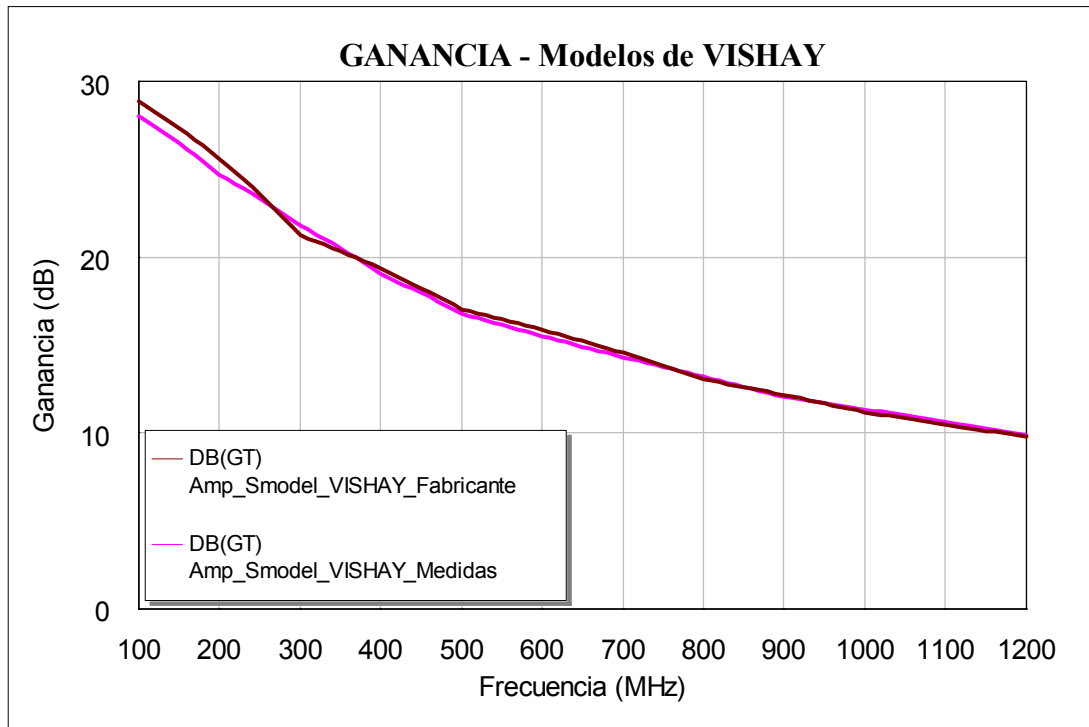


FIGURA 5-26 – Comparativa de la ganancia simulada del circuito empleando diferentes modelos del transistor BFR93A del fabricante VISHAY.

Otra cuestión es la respuesta observada al contemplar el modelo de transistor obtenido de las medidas de caracterización del apartado 5.1.2, ya que se encuentran resultados variados. En el caso del fabricante NXP, se aprecia una diferencia considerable entre la ganancia al usar los modelos del fabricante y el de las medidas, diferencia que se cuantifica entorno a 1 dB a 900 MHz, según puede verse en la FIGURA 5-24. En el caso de los fabricantes Infineon y Vishay la diferencia es bastante pequeña como para ser considerada de importancia.

#### 5.3.2.2. COMPARATIVA SEGÚN EL FABRICANTE PARA UN MISMO TIPO DE MODELO.

Los resultados de la simulación para esta clase de comparativa son los que aparecen en la FIGURA 5-27, FIGURA 5-28 y FIGURA 5-29.

Para los tres tipos de modelos considerados se observan variaciones apreciables máximas del orden de 1 dB entre unos fabricantes y otros. Excepto en el caso del modelo de transistor derivado de las medidas de caracterización, en la simulación con los modelos de transistor del fabricante se acusan las variaciones mayormente entre los fabricantes NXP e Infineon.

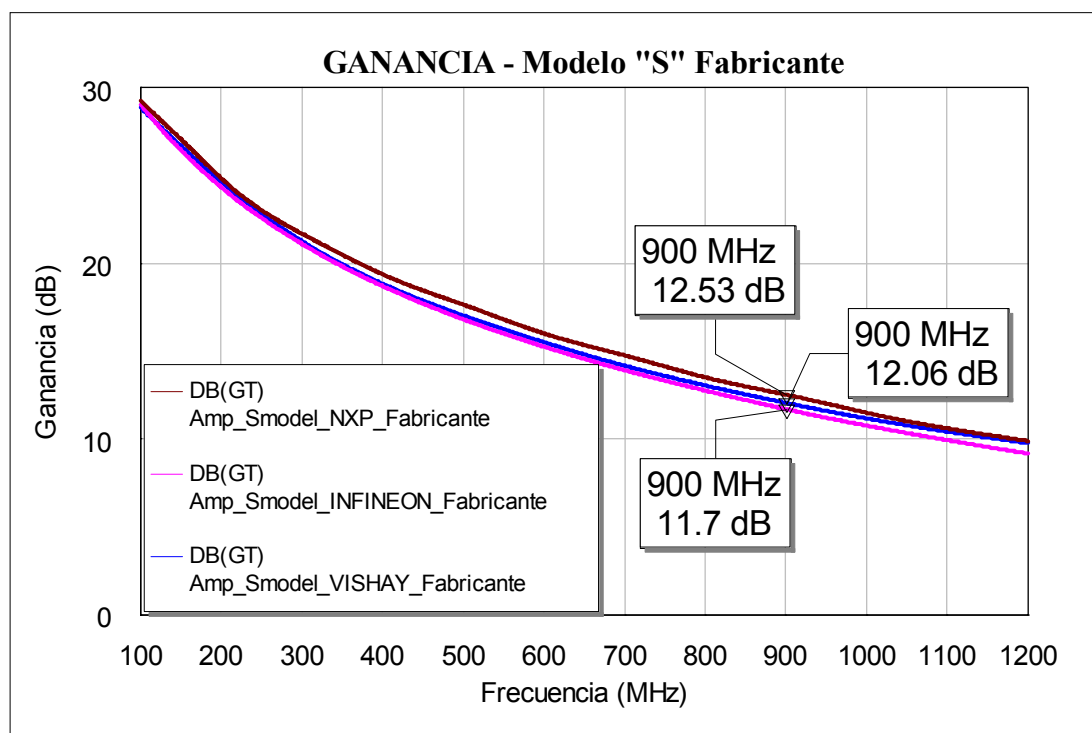


FIGURA 5-27 – Comparativa de la ganancia simulada para diferentes fabricantes empleando modelos de parámetros *S* proporcionados por los fabricantes.

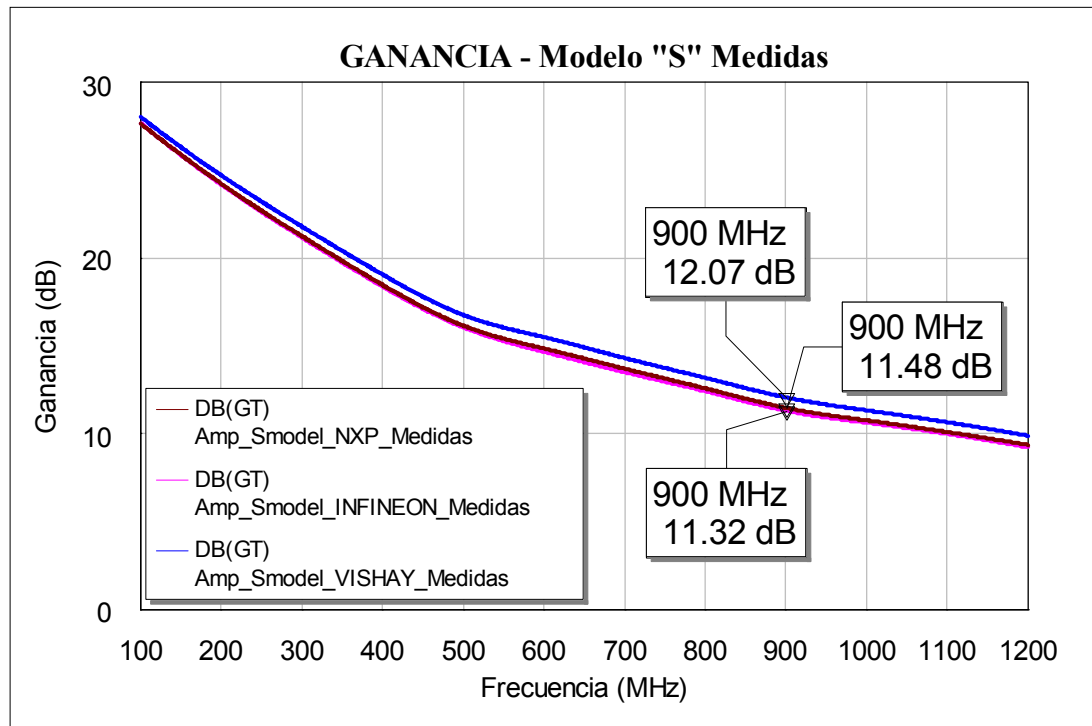


FIGURA 5-28 – Comparativa de la ganancia simulada para diferentes fabricantes empleando modelos de parámetros *S* derivados de las medidas de caracterización.

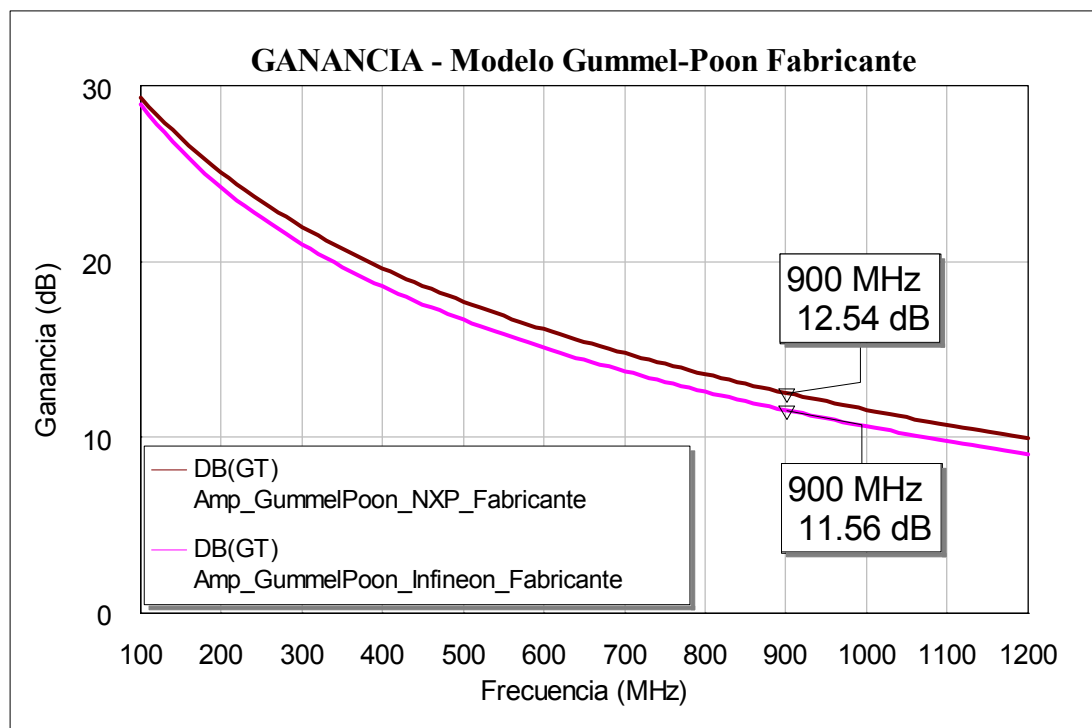


FIGURA 5-29 – Comparativa de la ganancia simulada para diferentes fabricantes empleando modelos Gummel-Poon proporcionados por los fabricantes.

### 5.3.3. Simulación del punto de compresión a 1 dB.

La simulación del P1dB no es posible realizarse con un modelo de parámetros S, ya que se trata de una medida no lineal y los parámetros S no cumplen con esta característica. Para realizar esta simulación se parte del mismo esquema electrónico de la FIGURA 5-23 que utiliza un modelo Gummel-Poon, pero se añade una modificación de la fuente de señal que consiste en configurar el puerto 1 como una fuente de excitación de un único tono a una frecuencia fundamental y en el cual, además, se configura un tipo de simulación de balance de armónicos y un barrido de potencia, según se ilustra en la FIGURA 5-31. Así pues, el esquema electrónico para la simulación del punto de compresión a 1 dB se transforma en el de la FIGURA 5-30.

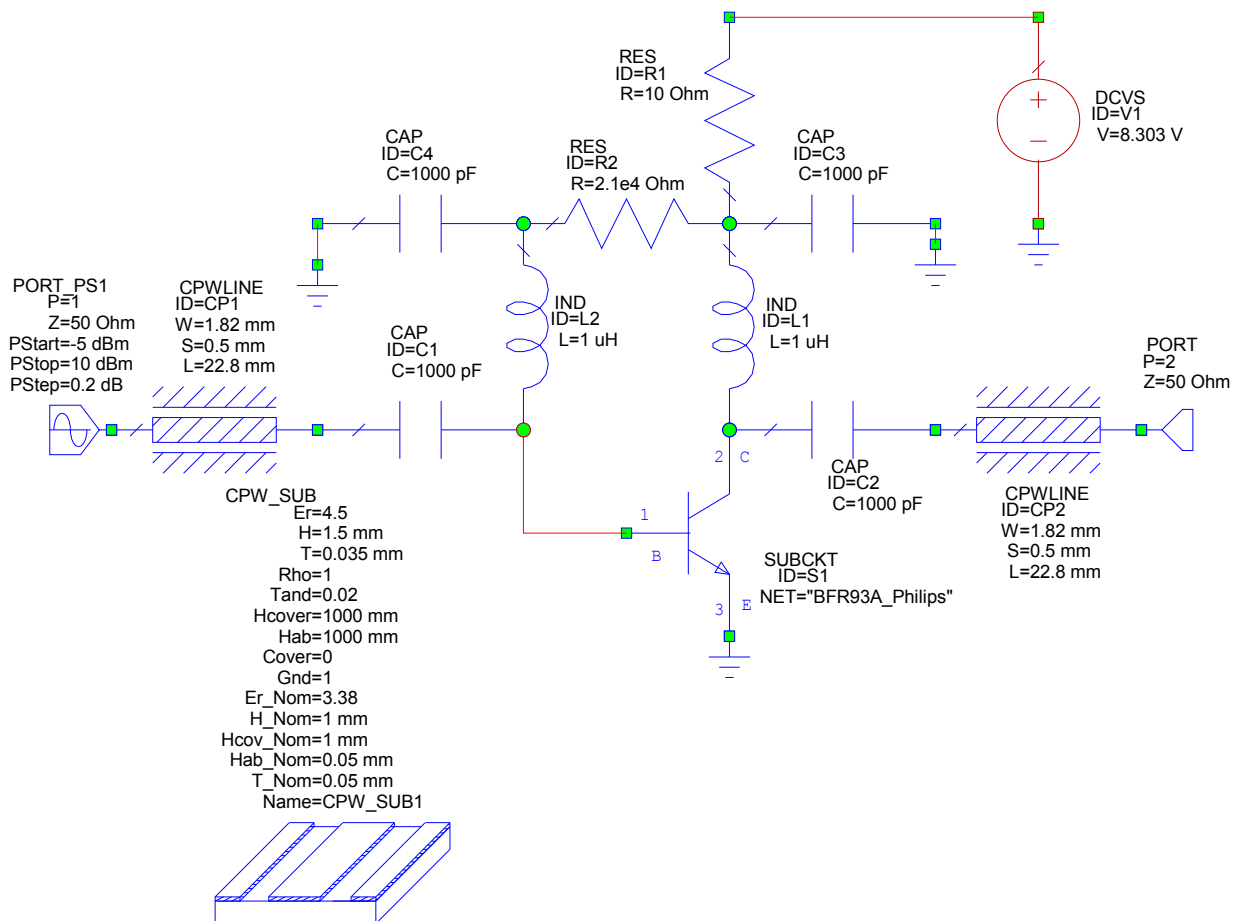


FIGURA 5-30 – Esquema electrónico para la simulación del P1dB del transistor BFR93A según su modelo Gummel-Poon proporcionado por el fabricante.

Además se ha de establecer una frecuencia única de 900 MHz en el cuadro de opciones del proyecto (FIGURA 5-32) y para visualizar la medida hay que escoger el tipo “Nonlinear Power” → “PGainSP” (FIGURA 5-33).

La frecuencia de operación para la obtención del P1dB es de 900 MHz, según se indicó en el apartado 4.4.2.

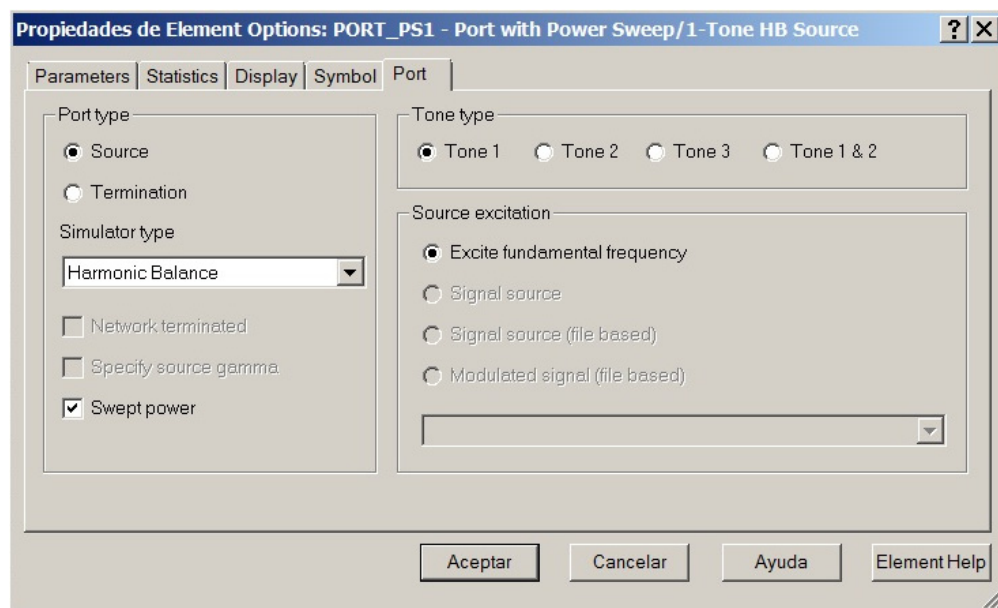


FIGURA 5-31 – Configuración en Microwave Office del elemento “PORT” para realizar una simulación del P1dB.

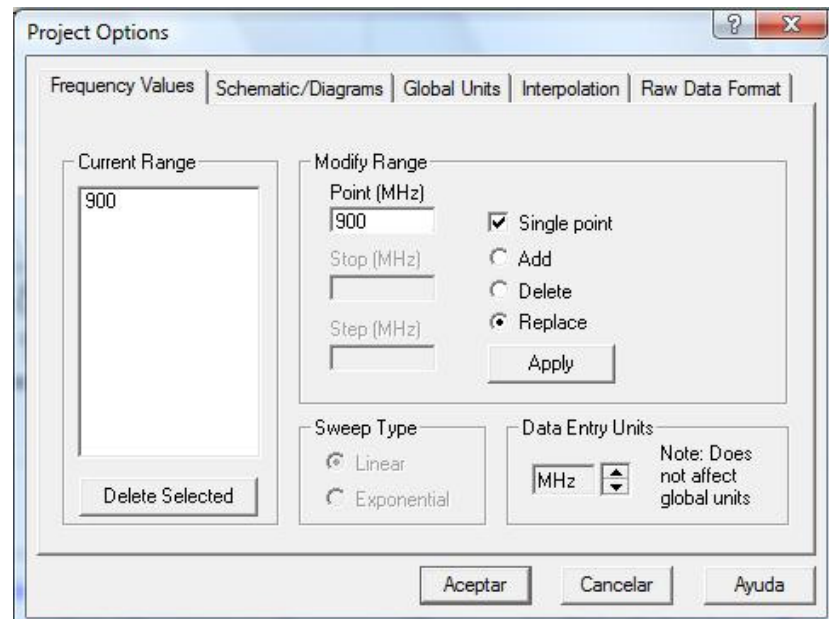


FIGURA 5-32 – Configuración de las opciones de proyecto en AWR Microwave Office para realizar una simulación del P1dB.

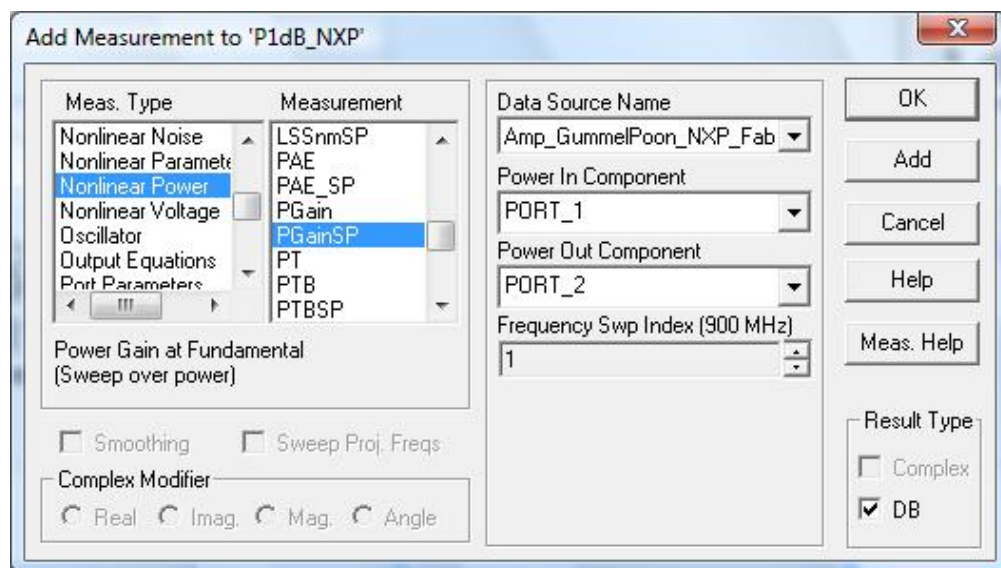


FIGURA 5-33 – Selección de la medida de ganancia sobre un barrido de potencia para realizar la medida del P1dB.

Solamente se han realizado las simulaciones del P1dB para los modelos proporcionados por NXP e Infineon, ya que no ha sido posible encontrar el modelo SPICE para el fabricante Vishay.

En las figuras FIGURA 5-34 y FIGURA 5-35 se muestran los resultados de la simulación, obteniéndose los siguientes P1dB para cada transistor:

- NXP  $P1dB = (-5 \text{ dBm} + 9,076 \text{ dB}) + 12,499 \text{ dB} - 1 \text{ dB} = 15,575 \text{ dBm}$
- Infineon  $P1dB = (-5 \text{ dBm} + 12,55 \text{ dB}) + 11,441 \text{ dB} - 1 \text{ dB} = 17,991 \text{ dBm}$

<b>Punto de Compresión a 1 dB (P1dB) en valor medio simulado a <math>f = 900 \text{ MHz}</math></b>	
Fabricante <b>NXP</b>	15,575 dBm
Fabricante <b>INFINEON</b>	17,991 dBm

Tabla 5-3 – *Valores simulados del P1dB para diferentes fabricantes.*

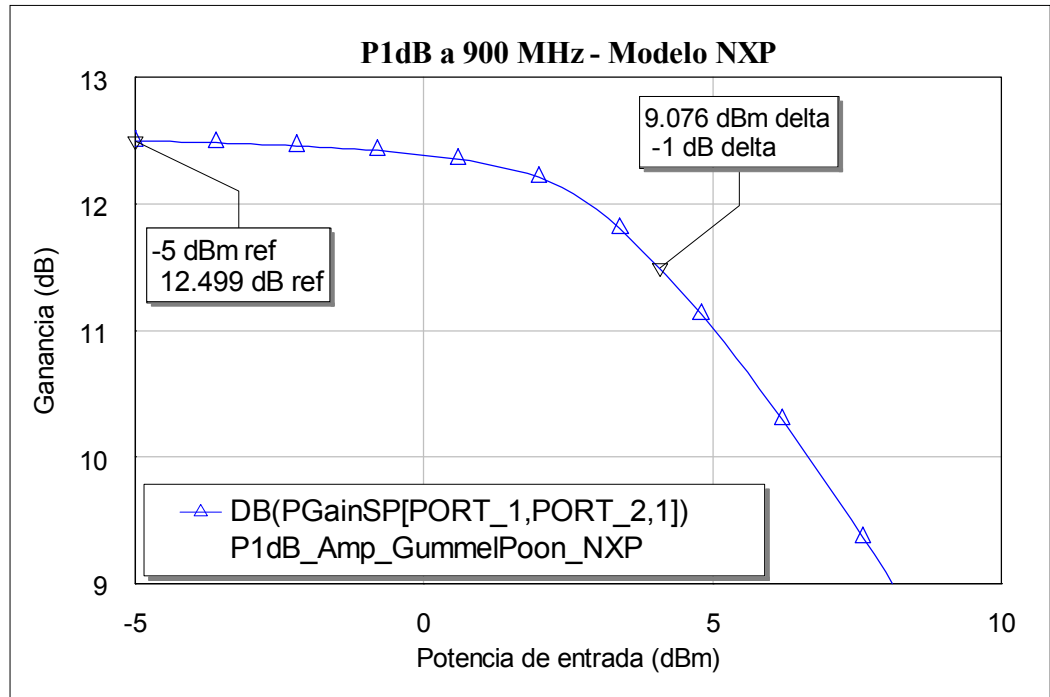


FIGURA 5-34 – Gráfica de simulación para la determinación del P1dB del amplificador empleando el modelo de transistor BFR93A de NXP.

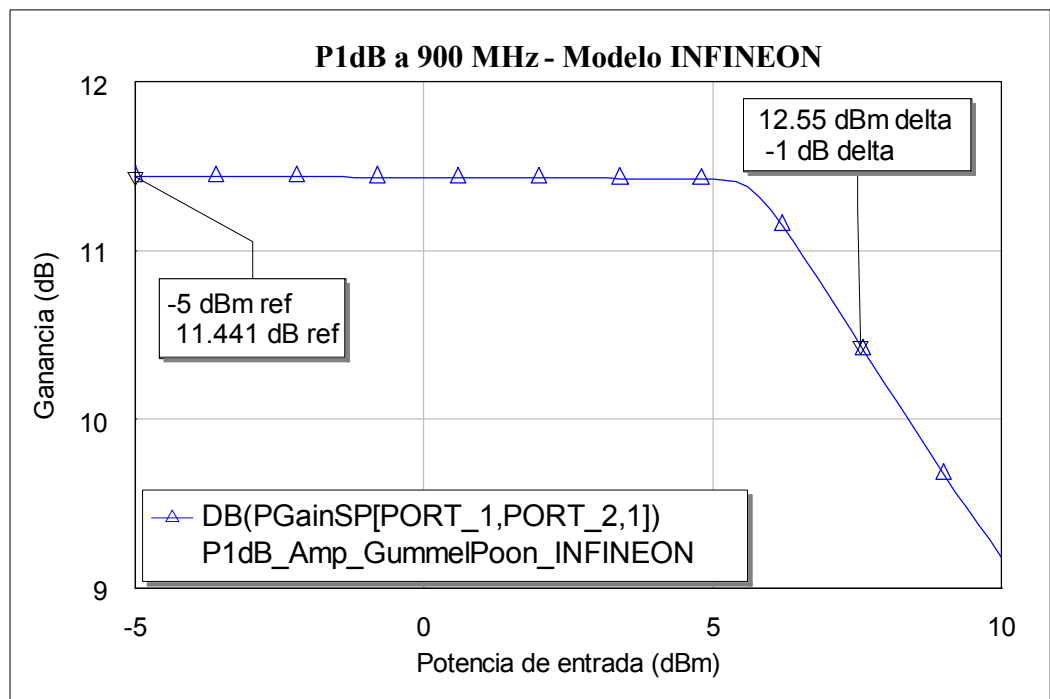


FIGURA 5-35 - Gráfica de simulación para la determinación del P1dB del amplificador empleando el modelo de transistor BFR93A de Infineon.



#### 5.4. VALORACIÓN DE RESULTADOS.

En los apartados precedentes se han realizado medidas sobre un circuito de experimentación que ha servido tanto para caracterizar un dispositivo, el transistor BFR93A, como para realizar medidas de ganancia (ganancia de transducción del circuito) y de potencia (Punto de Compresión a 1 dB) del circuito funcionando como amplificador. Además, se ha implementado dicho circuito en el programa AWR Microwave Office y se ha realizado una serie de simulaciones. Ahora es el momento de valorar los resultados obtenidos de todo este conjunto de medidas reales y de simulación.

##### a) Valoración de las medidas de caracterización del transistor.

En el apartado 5.1 se trató de obtener una serie de medidas de parámetros S para la caracterización del transistor BFR93A. Una vez caracterizado el transistor, se realizó con ayuda de AWR Microwave Office, una comparativa (véase apartado 5.1.3) entre los modelos de transistor disponibles, es decir:

1. Modelo de parámetros “S” del fabricante.
2. Modelo de parámetros “S” de las medidas de caracterización.
3. Modelo Gummel-Poon del fabricante.

De dicha comparativa puede deducirse que existen diferencias considerables en los parámetros S representados tanto al considerar los tres modelos de un mismo fabricante como al considerar los tres fabricantes para un mismo tipo de modelo. Los hechos más significativos son los siguientes:

- Existen diferencias entre los parámetros S de un fabricante y los obtenidos de las medidas de caracterización del transistor *del mismo fabricante*, apreciándose visualmente que el caso de menor variación es el del fabricante Vishay.

- Existen diferencias considerables entre los parámetros S proporcionados por *un mismo fabricante al considerar su modelo de cuadripolo con parámetros S o su modelo Gummel-Poon*. Los parámetros S derivados de la caracterización del transistor unas veces se acercan más a un modelo del fabricante (por ejemplo el de cuadripolo “S”) y otras veces al otro (por ejemplo el de Gummel-Poon), por lo que es difícil discernir qué modelo del fabricante es más aconsejable.
2. Existen diferencias considerables entre *los parámetros S de un fabricante y los de otro* al considerar los modelos proporcionados por ellos mismos. Sin embargo, al considerar los modelos resultantes de las medidas de caracterización del transistor, las diferencias entre los parámetros S de los tres fabricantes son bastante pequeñas, con una respuesta bastante aproximada (véase pág. 90).

**b) Valoración de las medidas de ganancia y P1dB sobre el circuito.**

En el apartado 5.2 se obtuvieron unas medidas sobre magnitudes básicas del amplificador como la ganancia ( $G_T$ ) y el punto de compresión a 1 dB (P1dB).

En el caso de la ganancia, se mostró una superposición de las curvas de ganancia correspondientes a cada lote de diez transistores para cada uno de los tres fabricantes NXP, Infineon y Vishay (FIGURA 5-16, FIGURA 5-17 y FIGURA 5-18), observándose que la dispersión de estas curvas es menor en el caso del fabricante Infineon. A continuación se hallaron las curvas de ganancia media de cada conjunto, representadas en la FIGURA 5-19, apreciándose cierta diferencia entre las curvas con transistores de diferentes fabricantes que, a una frecuencia de 900 MHz por ejemplo, no llegaba a 1 dB. Según la FIGURA 5-19, esta diferencia de 1 dB parece ser palpable a partir de los 300 MHz y se mantiene para las frecuencias más altas del rango de medidas, por lo que se intuye que dependiendo de la frecuencia de operación de una señal de interés esta diferencia puede ser crítica o no, ya que no es lo mismo un descenso de ganancia de 1 dB al amplificar una señal de interés centrada en 400 MHz, donde la ganancia está en torno a los 17 dB, que para una señal de interés centrada en 1200 MHz, donde la ganancia es unos pocos dB, en torno a los 8 dB. En cualquier caso, no ha de perderse de vista que las ganancias contempladas en la FIGURA 5-19 corresponden a un circuito cuya ganancia depende de la adaptación de

impedancias del transistor, por lo que utilizando dichos transistores en otro circuito el resultado podría ser diferente.

Respecto a las medidas del punto de compresión a 1 dB, se realizaron las medidas del mismo para las diez unidades de transistor de cada fabricante que aparecen en las tablas correspondientes del APÉNDICE B. De dichas tablas se extrajeron los valores medios del P1dB y fueron anotados en la Tabla 5-2, deduciéndose que el P1dB medio del transistor BFR93A para los tres fabricantes considerados es, bajo criterios no muy estrictos, bastante aproximado, con un valor de entre 15 y 16 dBm y una variación máxima de 0,82 dBm.

**c) Valoración de las simulaciones de ganancia y P1dB del circuito.**

En el apartado 5.3 se realizaron simulaciones de la ganancia y el punto de compresión a 1 dB del circuito, mostrándose los resultados a modo de comparativa.

En el caso de la ganancia, se compararon las diferentes respuestas de ganancia, en primer lugar para un mismo fabricante y diferentes modelos (apartado 5.3.2.1) y en segundo lugar para un mismo modelo y diferentes fabricantes (apartado 5.3.2.2). A la vista de los resultados de la primera comparativa (gráficas de la FIGURA 5-24, FIGURA 5-25 y FIGURA 5-26), el hecho es que, exceptuando el caso del fabricante NXP, para un mismo fabricante existe poca variación entre usar uno u otro modelo de parámetros. Sin embargo, de la segunda comparativa (FIGURA 5-27, FIGURA 5-28 y FIGURA 5-29) se deduce que independientemente del modelo considerado, existe una apreciable variación de ganancia al utilizar el transistor de un fabricante o de otro. Regresemos ahora al apartado 5.2.1, donde se trató de medidas reales sobre el circuito y se obtuvieron unos valores medios de la ganancia para cada caso de fabricante que fueron mostradas en la Tabla 5-1. Si comparamos estos valores de ganancia medidos con los de la simulación realizada (véase Tabla 5-4), resulta que, análogamente a la simulación, la ganancia real medida sobre el circuito presenta también una variación apreciable al considerar un fabricante u otro.

Frecuencia	Fabricante del transistor	Ganancia medida (valor medio)	Ganancia simulada		
			Modelo "S" fabricante	Modelo "S" medidas	Modelo Gummel-Poon
900 MHz	NXP	G = 9,91 dB	G = 12,53 dB	G = 11,48 dB	G = 12,54 dB
	INFINEON	G = 10,51 dB	G = 11,70 dB	G = 11,32 dB	G = 11,56 dB
	VISHAY	G = 10,80 dB	G = 12,06 dB	G = 12,07 dB	---

Tabla 5-4 – *Comparativa de los datos de ganancia medidos y simulados.*

Por tanto, en cuanto a la ganancia, es evidente el hecho de que la procedencia del transistor en cuanto a su fabricante influye en el comportamiento de éste dentro de un circuito, por lo que es importante tenerlo en cuenta en la fase de diseño de un producto.

Los valores de ganancia reales medidos sobre el circuito son inferiores a los de las simulaciones debido a que no se han considerado los efectos del resto de componentes del circuito, ya que se ha tratado como ideal y para una mejor aproximación de la simulación al resultado real habría que haber incluido modelos del resto de componentes pasivos en la simulación, así como contemplar la disposición del trazado de las pistas de circuito impreso, planos de masa, modelos de sustrato, etc.

En el caso de la simulación del P1dB, se realizaron simulaciones con los modelos Gummel-Poon de los fabricantes NXP e Infineon, no siendo posible realizar la simulación con un modelo de Vishay por no disponer de él. Los resultados de las mismas fueron expuestos en las gráficas de la FIGURA 5-34 y FIGURA 5-35, así como en la Tabla 5-3, encontrándose una diferencia apreciable al cambiar de fabricante del transistor. Volviendo al apartado 5.2.2, donde se obtuvieron los valores medios del P1dB para cada fabricante y se mostraron en la Tabla 5-2, si comparamos los valores del P1dB que fueron medidos realmente sobre el circuito con los resultantes de la simulación (véase Tabla 5-5), se observa en ambas situaciones (medidas reales y simulación) la misma tendencia de variación del P1dB, es decir, el P1dB aumenta al cambiar el transistor de NXP por el transistor de Infineon, aunque en el caso de la simulación lo hace más acusadamente.

Frecuencia	Fabricante del transistor	P1dB medido (valor medio)	P1dB simulado
900 MHz	NXP	P1dB = 15,13 dBm	P1dB = 15,57 dBm
	INFINEON	P1dB = 15,95 dBm	P1dB = 17,99 dBm

Tabla 5-5 – *Comparativa del punto de compresión a 1 dB medido y simulado.*

Por tanto, en el caso del P1dB podemos decir lo mismo que respecto a la ganancia, es decir, la procedencia del transistor en cuanto a su fabricante influye en el comportamiento del mismo dentro de un circuito.



# ANÁLISIS ESTADÍSTICO DE LAS MEDIDAS





## 6. ANÁLISIS ESTADÍSTICO DE LAS MEDIDAS.

---

En el capítulo 5 se ha desarrollado el proceso de medidas y simulación en base al circuito de experimentación diseñado, obteniéndose una serie de resultados que fueron comentados durante el desarrollo del mismo y, especialmente, en el apartado 5.4. Estos resultados nos han permitido tener una idea de cómo afecta el uso de uno u otro modelo de transistor a la respuesta del circuito, tanto desde el punto de vista del tipo del modelo de parámetros (modelo de cuadripolo, Gummel-Poon) como del fabricante, observándose que, en general, tanto al cambiar de modelo de parámetros como de fabricante existen variaciones entre la respuesta simulada y la real sobre magnitudes como la ganancia del circuito o su punto de compresión a 1 dB. En definitiva, tenemos una idea acerca de la precisión de los modelos de parámetros del transistor en cuanto que producen mayor o menor aproximación en la respuesta simulada del circuito a la respuesta real, considerando la respuesta real en términos de promedio.

Sin embargo, es posible conocer más acerca de la precisión de los modelos de transistor analizando estadísticamente el conjunto de medidas realizadas. El capítulo 5 arroja resultados sobre la precisión de los modelos de parámetros que ofrece el fabricante analizando simulaciones y medidas reales consideradas en términos de valores medios, lo cual es útil para ciertos propósitos, pero no dice nada acerca de la dispersión de las medidas realizadas, las cuales informan del grado de variabilidad en la respuesta del circuito al cambiar, para un mismo fabricante, el transistor que forma parte de un lote. Así pues, mediante el análisis estadístico se pretende observar la precisión del transistor en cuanto que produce, dependiendo del fabricante, mayor o menor variación en la respuesta real del circuito cuando se realiza una serie repetitiva de medidas con cada transistor que forma parte de un lote. Para tal cometido, se han realizado dos análisis estadísticos:

1. Análisis estadístico de las medidas de caracterización del transistor.
2. Análisis estadístico de las medidas de funcionamiento del circuito.

Para ello se ha hecho uso del software OriginPro, el cual incluye multitud de opciones como cálculos de medidas de dispersión y centralización, gráficos de histogramas, probabilidad, distribuciones, etc.

Pero antes de entrar de lleno en el análisis es necesario definir y explicar algunos conceptos útiles sobre estadística que han sido utilizados en este capítulo.

### 6.1. DEFINICIÓN DE TÉRMINOS.

Las medidas de parámetros  $S$ , ganancia y  $P_{1dB}$  han de ser considerados experimentos estadísticos que arrojan un número de observaciones o resultados. Cada vez que se realiza el experimento se obtiene un conjunto de resultados conocido como *muestra*. En este caso, para cada una de las anteriores medidas se utiliza un conjunto de 10 transistores y, por tanto, tendremos 10 resultados estadísticos, por lo que el *tamaño de la muestra* es  $N=10$ . Al número de veces que aparece un determinado valor en un experimento se le conoce como *frecuencia absoluta* y es útil para la elaboración de histogramas.

Los conceptos estadísticos que se han aplicado para realizar el análisis de las medidas del transistor y el circuito forman parte de dos conjuntos de medidas estadísticas clasificadas como sigue:

- Medidas de centralización:
  - *Media, valor medio o promedio.*
  - *Mediana.*
  - *Moda.*
- Medidas de dispersión:
  - *Varianza.*
  - *Desviación estándar.*
  - *Coficiente de variación de Pearson.*

Las medidas de *centralización* o *tendencia central* tienen la misión de dar una idea del valor central alrededor del cual se reparten los valores resultantes del experimento. Sin embargo, éstas son insuficientes para valorar los resultados de una muestra del experimento, ya que no informan de, por ejemplo, la variación de los mismos respecto al valor central. Por ello tienen su utilidad las medidas de *dispersión*, que cuantifican la dispersión y variación de los resultados.

- **Media.**- Es el promedio aritmético de las observaciones o resultados, es decir, el cociente entre la suma de todos los datos y el número de ellos.

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}$$

- **Mediana.**- Es el valor que separa por la mitad las observaciones ordenadas de menor a mayor, de modo que el 50% de éstas son menores que la mediana y el otro 50% mayores.
- **Moda.**- Es el valor que aparece más repetido en la muestra. En el caso que nos ocupa no tiene utilidad, ya que no tiene sentido para variables continuas (habría que agrupar).

- **Varianza.**- Es el promedio del cuadrado de las distancias entre cada observación y la media del conjunto de observaciones. Se denota como  $S^2$ .

$$S^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n}$$

- **Desviación estándar.**- Es la raíz cuadrada de la varianza. La intención es obtener una medida de la dispersión en las mismas unidades que la variable del experimento, ya que la varianza tiene dichas unidades pero elevadas al cuadrado.

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n}}$$

- **Coefficiente de variación de Pearson.**- Es el cociente entre la desviación estándar y el valor absoluto de la media.

$$CV = \frac{S}{|\bar{x}|}$$

Es útil cuando se quiere comparar dos grupos de resultados que tienen medias diferentes o que provienen de medidas independientes, ya que se trata de una medida de dispersión relativa.

Dado que la desviación típica viene expresada en las mismas unidades que la variable, no sirve para establecer comparaciones entre la dispersión de dos variables que estén expresadas en unidades diferentes. Incluso si están expresadas en las mismas unidades, si el orden de magnitud es diferente tampoco podríamos establecer correctamente las comparaciones. Un ejemplo que aclara lo anteriormente expuesto es la comparación de la

dispersión de las edades de un grupo de personas con la dispersión de sus salarios. Por una parte, la desviación típica de la edad viene expresada en años y la de los salarios en euros, con lo que la comparación no es posible; pero por otra parte, dado que el rango de variación de la edad es mucho menor que la de salarios, puede ocurrir que la desviación típica de los salarios valga 200 euros (sería un valor pequeño) y que las edades tuvieran una desviación típica de 30 (valor grande). Si comparamos en términos absolutos, la variabilidad de los salarios es mayor que la de las edades, lo que no es razonable, pues con esos valores es seguro que la dispersión de las edades es mayor. El mismo razonamiento podría aplicarse para las magnitudes contempladas en este PFC y obtener valoraciones correctas de la dispersión de los parámetros, ya que aún tratándose de las mismas unidades de medida éstas se mueven en órdenes de magnitud diferentes.

Otro concepto de interés es el de *distribución*. Cuando se miden experimentalmente los parámetros S, la ganancia o el P1dB se están obteniendo resultados, estadísticamente hablando, de una *variable aleatoria continua*. La *función de distribución de probabilidad* de la variable aleatoria se define como la probabilidad de que la variable aleatoria sea menor que un valor determinado. Cuando interesa conocer cómo varía esta función de distribución para un determinado valor de la variable aleatoria, se obtiene la *función de densidad de probabilidad*.

La distribución de probabilidad más importante es la *distribución normal*, cuya función de densidad tiene una representación gráfica que adopta la forma de la “campana de Gauss” (FIGURA 6-1).

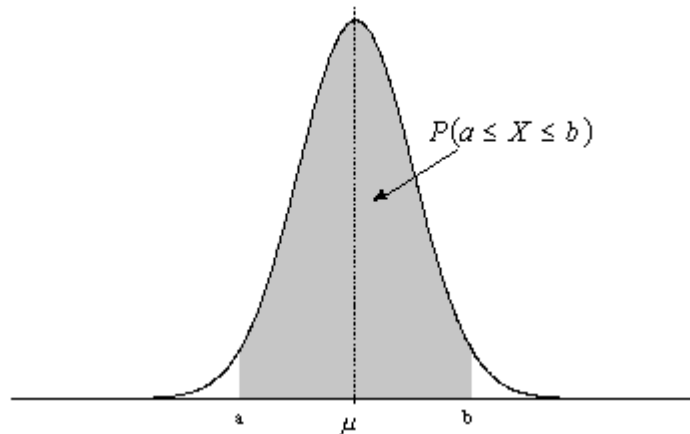


FIGURA 6-1 – Gráfica de la función de densidad de una distribución normal.

En una distribución normal, el centro de la campana de Gauss corresponde a la media ( $\mu$ ) y también a la mediana. La mayor o menor anchura de la campana determina que la dispersión es mayor o menor respectivamente, quedando reflejado igualmente en el valor de la desviación estándar ( $\sigma$ ), la varianza ( $\sigma^2$ ) o el coeficiente de variación de Pearson (CV).

La distribución normal es la más importante de todas las distribuciones de probabilidad. Un gran número de fenómenos se pueden modelar con esta distribución, y muchas de las distribuciones de uso frecuente tienden a aproximarse, bajo ciertas condiciones, a la distribución normal. Además, aquellas variables que puedan considerarse causadas por un gran número de pequeños efectos (errores de observación, instrumentos,...) tienden a distribuirse según una normal.

Una manera de estudiar la distribución de una muestra (conjunto de medidas) es mediante el uso de un *histograma*, que es un gráfico que representa el número de veces (*frecuencia absoluta*, eje y) que fueron obtenidos los diferentes resultados (valor de la medida, eje x). El histograma consiste en unas columnas que representan el número de veces que se observa el resultado dentro de un cierto rango. Esto recibe el nombre de distribución muestral. El programa de análisis estadístico OriginPro determina automáticamente el rango para obtener la mejor representación del histograma. Cuantas más medidas se realicen, mejor impresión se tendrá de la distribución de los datos. Además, el programa OriginPro tiene una opción que permite añadir al histograma una curva de distribución normal (ver FIGURA 6-2) para ver si los resultados obtenidos se ajustan a este tipo de distribución. La curva de distribución normal representa el

hipotético caso en que se realizan un número infinito de medidas. Como en el caso que nos ocupa se realiza un número limitado de medidas (diez por cada parámetro y frecuencia) el histograma se muestra escalonado y con grandes saltos.

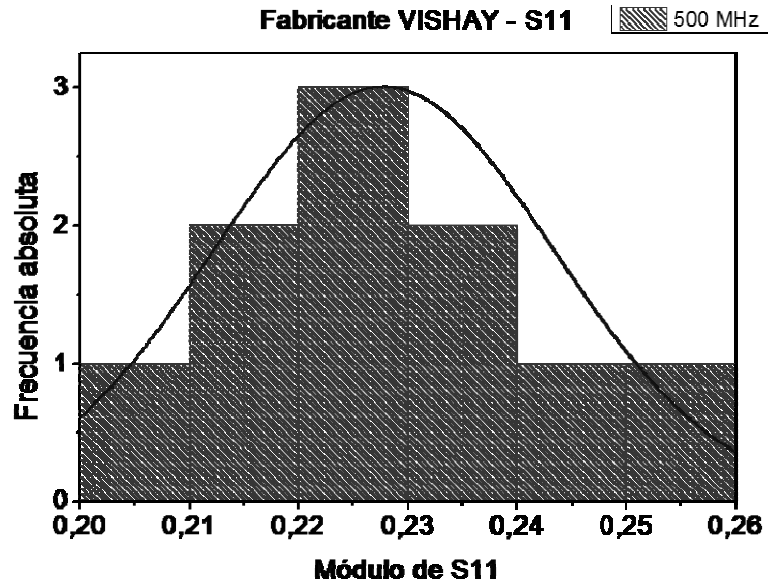


FIGURA 6-2 – Ejemplo de histograma con la función de densidad normal superpuesta.

El interés de relacionar los histogramas de resultados con las curvas de distribución normal reside en que si la mayor cantidad de resultados se concentra en torno al centro de la campana, el valor medio de los mismos es un buen término representativo de la magnitud que se mide. En cambio, si se obtienen distribuciones sesgadas la media deja de tener importancia como valor central y es la mediana la que adopta mayor protagonismo. Una ilustración visual de funciones de densidad de distribuciones sesgadas se muestra en la FIGURA 6-3.

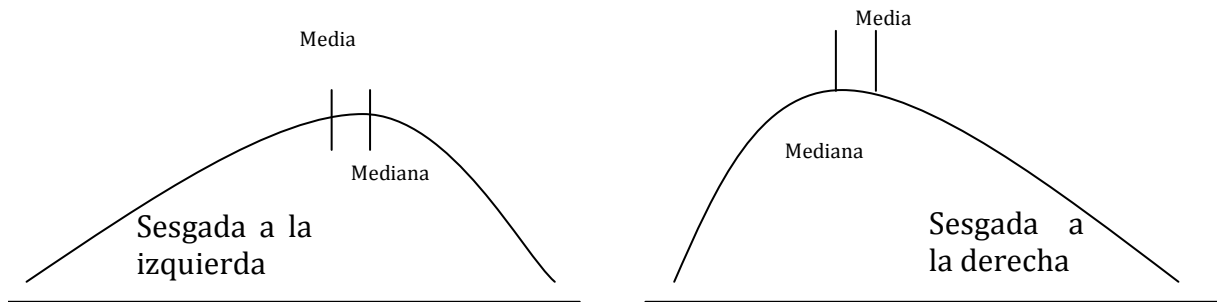


FIGURA 6-3 – Ilustración visual del concepto de sesgo.

Por último, es interesante mencionar el concepto de intervalos de confianza. Se llama **intervalo de confianza** al intervalo de valores en que se estima que estará cierto valor con una determinada probabilidad de acierto. En el caso de la distribución normal, algunos matemáticos concluyeron que los porcentajes de probabilidad atribuibles a los diferentes tamaños del intervalo delimitado por la Desviación Estándar generalmente cumplen la denominada Regla 68-95-99,7 (también conocida como la «Regla Empírica»). Según esta regla, al menos el 68% de los valores fluctuantes analizados en una prueba deberían quedar incluidos dentro del intervalo dominado por la desviación estándar  $\sigma$  en torno a la media  $\mu$ . Si se duplica el tamaño del intervalo abarcado por la desviación estándar, entonces generalmente se observa que al menos el 95% de los valores fluctuantes analizados en la prueba deberían quedar incluidos dentro de ese intervalo que ha sido duplicado en torno a la media. Si se triplica el tamaño del intervalo, entonces generalmente se observa que al menos el 99,7% de los valores analizados en la prueba deberían quedar incluidos dentro de ese intervalo triplicado en torno a la media (véase FIGURA 6-4).

El concepto de intervalos de confianza puede ser útil al ser aplicado al conjunto de medidas realizadas en este PFC, ya que si la distribución de los datos sigue una normal, dadas una media  $\mu$  y una desviación estándar  $\sigma$  podemos estimar que existe un 68% de probabilidad de que los valores de ganancia o P1dB caigan en el intervalo  $[\mu-\sigma, \mu+\sigma]$ , es decir, puede existir una oscilación de los valores de  $2\sigma$ , pero más estrictamente podemos estimar que existe un 99,7% de probabilidad de que los valores de ganancia o P1dB caigan en el intervalo  $[\mu-3\sigma, \mu+3\sigma]$ , es decir, puede existir una oscilación de los valores de  $6\sigma$ . Al aplicar estos cálculos a los valores de ganancia y P1dB del circuito empleando

transistores de diferentes fabricantes, podremos hacernos una idea de la posible variabilidad de estos parámetros así como compararlos para determinar la precisión de los modelos de cada fabricante.

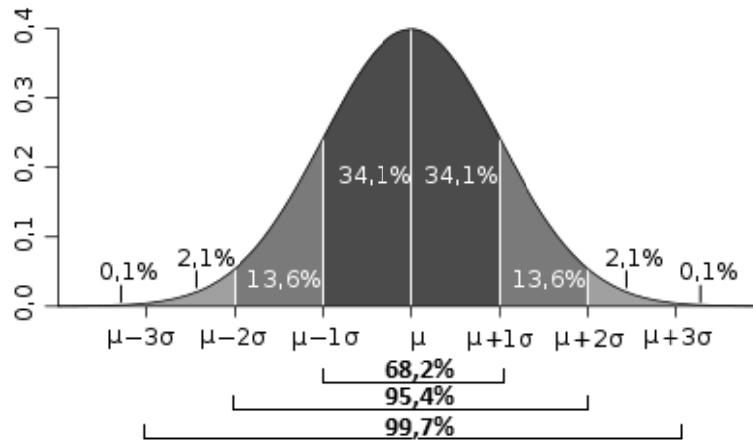


FIGURA 6-4 – Ilustración gráfica del concepto de intervalos de confianza.

## 6.2. ANÁLISIS ESTADÍSTICO DE LAS MEDIDAS DE CARACTERIZACIÓN DEL TRANSISTOR.

Para la realización de este apartado se han confeccionado unas tablas de datos como las de la Tabla 6-1 en el programa de análisis estadístico OriginPro. Todos estos datos provienen de las trazas capturadas mediante el analizador de redes para cada transistor y frecuencia, y se adjuntan al final de este documento en el APÉNDICE A.

Sobre estas tablas se han determinado varias magnitudes como la media, la mediana, la desviación estándar y el coeficiente de variación de Pearson, y se han agrupado de forma que se visualicen dichas magnitudes correspondientes a los tres fabricantes para cada parámetro S y punto de frecuencia, según puede observarse en la Tabla 6-2.



A(X)	B(Y)	C(Y)
Nº de transistor	Módulo de S21	Fase de S21
	900 MHz	900 MHz
1	3,74068	75,07943
2	3,74691	75,24734
3	3,75526	75,54759
4	3,75737	74,94122
5	3,7112	74,48563
6	3,75802	75,21111
7	3,74189	75,2423
8	3,77339	74,97138
9	3,743	75,28897
10	3,86975	75,66041

Tabla 6-1 – Ejemplo de tabla de parámetros para su análisis estadístico.

NXP - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coeficiente de variación (%)
Módulo de S11	10	0.2369	0.01377	0.23396	5.81
Fase de S11	10	176.18373	1.77645	176.7196	1.01
Infineon - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coeficiente de variación (%)
Módulo de S11	10	0.2404	0.01584	0.24247	6.59
Fase de S11	10	168.12134	1.60499	168.2923	0.95
Vishay - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coeficiente de variación (%)
Módulo de S11	10	0.24194	0.01745	0.24195	7.21
Fase de S11	10	36.2198	184.00357	177.59991	508.02

Tabla 6-2 – Ejemplo de cálculos estadísticos realizados.

En segundo lugar, se muestran gráficas de valores de módulo y fase para cada conjunto de transistores cada fabricante (FIGURA 6-5), de modo que pueda observarse la variación del parámetro conforme se iban realizando las medidas para cada conjunto y, de este modo, determinar si existe algún mecanismo que justifique el comportamiento de dicha variación (por ejemplo, causas humanas, etc.). Téngase en cuenta que el eje vertical de los gráficos ha sido configurado de manera que el intervalo de valores tenga el mismo tamaño, lo cual posibilita determinar de manera visual las diferencias de dispersión de valores entre los transistores de un fabricante y los de otro.

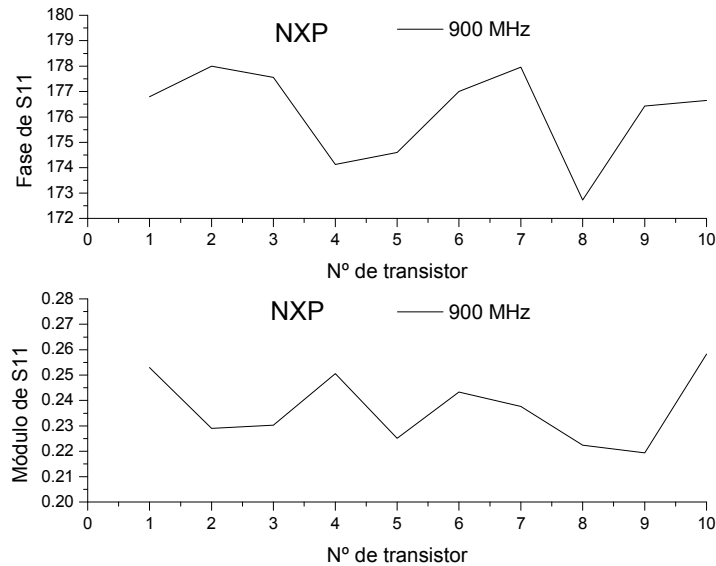
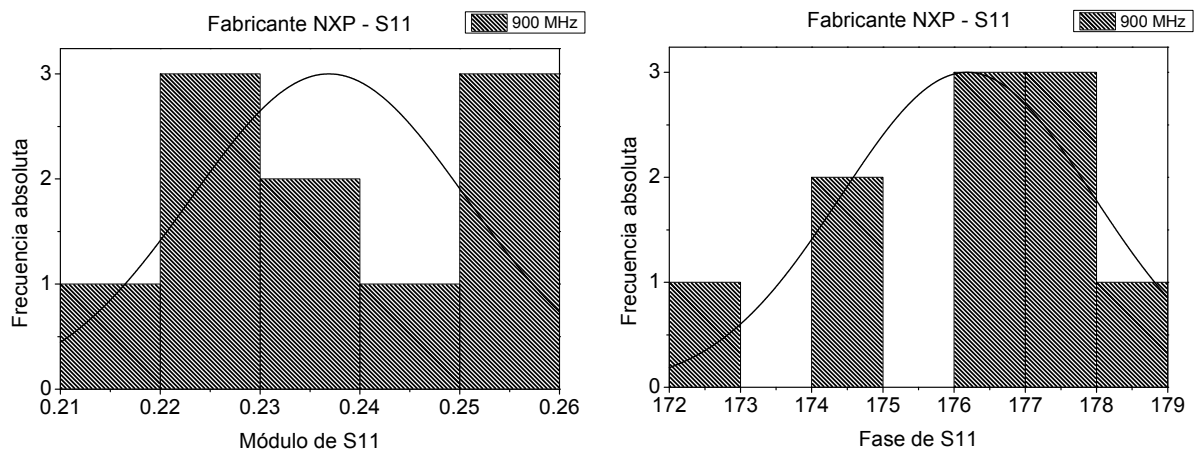


FIGURA 6-5 – Ejemplo de gráficas de valores de los parámetros de los transistores.

Por último, se han obtenido histogramas del módulo y fase de cada parámetro, como los de la FIGURA 6-6, que son una representación gráfica de una variable estadística en forma de barras, donde la superficie de cada barra es proporcional a la frecuencia de los valores representados. Mediante estos histogramas podemos ver si los datos se ajustan a algún tipo de distribución (normal, lognormal, exponencial, etc.).



Debido a su cantidad, todos estos cálculos y gráficos estadísticos se han incluido en el APÉNDICE C.

Con todos estos datos, se pretende realizar una comparativa de variabilidad. Para ello se ha hecho uso del *coeficiente de variación de Pearson* (CV) expresado en porcentaje, ya que al tratarse de una medida relativa y se tienen distintos tipos de medidas (diferentes parámetros S y diferentes frecuencias) este coeficiente estadístico puede ser sumado para obtener un indicador de variabilidad total para cada fabricante. Así pues, los coeficientes de variación del módulo y la fase de los parámetros S calculados para cada frecuencia han sido sumados, obteniéndose los resultados que figuran en la Tabla 6-3. En esta tabla puede ya observarse la variabilidad individual en los parámetros S medidos para cada fabricante. Salvo alguna excepción, en general se observa que el grado de dispersión o variabilidad tanto en módulo como en fase de cada parámetro S es mayor en el caso de Vishay.

<b>CV Total S11 (%)</b>	<b>NXP</b>	<b>Infineon</b>	<b>Vishay</b>
Módulo de S11	18.00	21.76	22.79
Fase de S11	4.38	89.36	514.31
<b>CV Total S12 (%)</b>	<b>NXP</b>	<b>Infineon</b>	<b>Vishay</b>
Módulo de S12	12.05	10.29	16.37
Fase de S12	5.78	4.97	8.50
<b>CV Total S21 (%)</b>	<b>NXP</b>	<b>Infineon</b>	<b>Vishay</b>
Módulo de S21	4.86	4.96	4.46
Fase de S21	1.72	2.05	2.03
<b>CV Total S22 (%)</b>	<b>NXP</b>	<b>Infineon</b>	<b>Vishay</b>
Módulo de S22	11.68	4.47	22.17
Fase de S22	14.63	7.30	27.35

Tabla 6-3 – *Coeficientes de variación totales de cada parámetro S.*

No obstante, interesa tener una idea de la variabilidad total para cada fabricante, por lo que, del mismo modo, se ha obtenido la Tabla 6-4 a partir de la suma de los coeficientes de variación de la Tabla 6-3.

<b>CV Total "S" (%)</b>	<b>NXP</b>	<b>Infineon</b>	<b>Vishay</b>
Módulo	46.60	41.48	65.78
Fase	26.50	103.67	552.19
Módulo + Fase	73.10	145.15	617.97

Tabla 6-4 – *Coeficiente de variación total de todos los parámetros S.*

Como puede observarse en esta Tabla 6-4, la variabilidad sigue siendo mayor en el caso del fabricante Vishay, tanto en módulo como en fase. En el caso de NXP e Infineon, la variabilidad en cuanto al módulo es muy parecida, aunque en el caso de la fase la variabilidad es mayor en el caso de Infineon. De manera global, es decir, considerando la suma de la variabilidad del módulo más la de la fase, los resultados son más diferenciados, siendo NXP el caso de menor dispersión y Vishay el de mayor.

Analizando los gráficos de valores como los de la FIGURA 6-5 se puede apreciar que no existe ninguna tendencia de los valores de los datos en relación con el orden de la medida, lo cual podría ser signo de que algún mecanismo de tipo humano o instrumental está afectando a la correcta toma de medidas.

Por otro lado, los gráficos de histograma (véase APÉNDICE C) obtenidos revelan que las medidas no adoptan, en general, un tipo de distribución normal y simétrica. Ocurre que en algunos casos sí se aprecia una tendencia hacia este tipo de distribución, pero en otros el grado de asimetría y sesgo es tal que la distribución se aleja bastante de ser una normal. Los histogramas son tan variados que resulta difícil enmarcarlos en uno u otro tipo de distribución. Sin embargo, sí se aprecia que en la mayoría de los histogramas la distribución de los valores medidos se concentra con mayor frecuencia en entornos cercanos a la media, por lo que quizás una mayor cantidad de muestras de transistor a analizar repercutiría en una mayor aproximación a la distribución normal.

En general, podemos decir que:

- Existe una dispersión en los valores de las medidas de parámetros S para cada lote de diez unidades del transistor BFR93A, cuantificable mediante la desviación estándar y el coeficiente de variación de Pearson.

- Para cada fabricante se presenta un grado de dispersión diferente. De manera global, el modelo de transistor de Vishay es el de mayor dispersión y el de NXP el de menor. Desde este punto de vista, el modelo de Vishay puede considerarse como el más impreciso, ya que es el que mayor variabilidad presenta por lote. Por el mismo razonamiento, el modelo de NXP puede considerarse como el más preciso.
- No se aprecia un tipo generalizado de distribución para las medidas, por ejemplo una distribución normal, sino que se observan diferentes asimetrías y sesgos. Aunque en algunos casos sí se aprecia una tendencia a la distribución normal, son casos muy limitados.
- Se aprecia que en la mayoría de los histogramas la distribución de los valores medidos se concentra con mayor frecuencia en entornos cercanos a la media, lo que puede indicar que al realizar las medidas con un lote mayor sí podría obtenerse una mayor aproximación a la distribución normal. Ello podría necesitar de una mejora del método de obtención de medidas para agilizar la tarea y disminuir la carga de trabajo.

### 6.3. ANÁLISIS ESTADÍSTICO DE LAS MEDIDAS DE GANANCIA Y P1dB DEL CIRCUITO AMPLIFICADOR.

De manera análoga al apartado 6.2 se han confeccionado unas tablas en el programa OriginPro a partir de las medidas de ganancia y P1dB del circuito, tales como las de la Tabla 6-5 y Tabla 6-6. Todos estos datos provienen de las trazas capturadas mediante el analizador de redes para cada transistor y frecuencia, y se adjuntan al final de este documento en el APÉNDICE B.

De igual modo, se han calculado los mismos parámetros estadísticos que figuran en la Tabla 6-2 y se

A(X)	B(Y)
Nº de transistor	Ganancia
	dB
	900 MHz
1	10.40681
2	10.36929
3	10.30714
4	10.1735
5	10.6458
6	10.58764
7	10.35691
8	10.41705
9	10.5359
10	10.23207

Tabla 6-5 –*Tabla de medidas de ganancia.*

han obtenido gráficos de valores e histogramas como los de la FIGURA 6-5 y FIGURA 6-6 respectivamente.

Todos los cálculos y gráficos correspondientes a este apartado se han expuesto al final en el APÉNDICE D.

Nuevamente, se pretende realizar un estudio de variabilidad en la ganancia y el punto de compresión a 1 dB al utilizar el transistor BFR93A de uno u otro fabricante, utilizando para ello el coeficiente de variación de Pearson y el procedimiento empleado en el apartado anterior 6.2. Así pues, sumando los coeficientes de variación de cada magnitud para las frecuencias consideradas, resultan unos coeficientes de variación totales mostrados en la Tabla 6-7.

A(X)	B(Y)
Nº de transistor	P1dB
	dBm
	900 MHz
1	14.1926
2	15.176
3	15.267
4	15.289
5	15.227
6	14.985
7	15.113
8	15.537
9	15.173
10	15.341

Tabla 6-6 – *Tabla de medidas de P1dB.*

Se observa en la Tabla 6-7 que, tanto en ganancia como en P1dB, el transistor del fabricante Vishay es el que mayor dispersión arroja en las medidas, siendo el de Infineon el de menor dispersión. Este resultado es parcialmente coherente con el que se obtuvo en el apartado anterior, poniendo de manifiesto que no existe una relación directa entre la variabilidad en los parámetros S del transistor y la variabilidad en los parámetros del circuito tales como la ganancia y el punto de compresión a 1 dB. En efecto, en el caso de Vishay hay coherencia entre la dispersión de los parámetros S medidos y la de la ganancia y P1dB medidos, ya que en ambos casos al utilizar el transistor de Vishay se observa la mayor dispersión. Sin embargo, en los casos de NXP e Infineon no existe la misma coherencia, ya que en las medidas de caracterización el modelo de NXP ofrecía menor dispersión que el de Infineon y ahora es al contrario.

CV Total (%)	NXP	Infineon	Vishay
Ganancia (dB)	0.57	0.24	0.81
P1dB (dBm)	0.36	0.14	0.65

Tabla 6-7 – *Coefficiente de variación total de la ganancia y el P1dB.*

De igual modo que en el apartado anterior, al analizar los gráficos de valores como los de la FIGURA 6-5 pero para el caso de la ganancia y el P1dB, se puede apreciar que no existe ninguna tendencia de los valores de los datos en relación con el orden de la medida, lo cual podría ser signo de que algún mecanismo de tipo humano o instrumental está afectando a la correcta toma de medidas.

Por otra parte, al analizar los histogramas generados para las medidas de ganancia y P1dB, se observa que los casos de aproximación de los datos a una distribución normal son escasos, mientras que se observan distribuciones con diferentes grados de asimetrías y sesgos que hace difícil enmarcar los datos en uno u otro tipo de distribución. En definitiva, desde el punto de vista de los histogramas, las medidas de ganancia y P1dB siguen la línea que las medidas de caracterización del transistor.

Por último, se han calculado los intervalos de confianza según la «Regla Empírica» 68–95–99,7 para estimar la variación que pueden sufrir las medidas de ganancia al utilizar transistores de uno u otro fabricante. Téngase en cuenta que todas las medidas que aparecen en la Tabla 6-8 están expresadas en dB. También hay que tener en cuenta que estos intervalos se calculan bajo la asunción de una hipotética distribución normal de las medidas que podría determinarse mejor al aumentar el tamaño del lote de transistores.

NXP			Intervalo 68			Intervalo 95			Intervalo 99,7		
Frecuencia (MHz)	Media	DE	Inf.	Sup.	Intervalo	Inf.	Sup.	Intervalo	Inf.	Sup.	Intervalo
100	28.12	0.12	28.01	28.24	0.24	27.89	28.36	0.48	27.77	28.48	0.71
500	15.87	0.17	15.70	16.03	0.34	15.53	16.20	0.67	15.36	16.37	1.01
900	10.40	0.15	10.25	10.55	0.30	10.10	10.71	0.60	9.95	10.86	0.91
1200	8.14	0.14	8.00	8.28	0.27	7.87	8.41	0.55	7.73	8.55	0.82
Infineon			Intervalo 68			Intervalo 95			Intervalo 99,7		
Frecuencia (MHz)	Media	DE	Inf.	Sup.	Intervalo	Inf.	Sup.	Intervalo	Inf.	Sup.	Intervalo
100	27.72	0.06	27.66	27.78	0.12	27.60	27.84	0.25	27.54	27.91	0.37
500	15.31	0.07	15.24	15.38	0.13	15.18	15.44	0.27	15.11	15.51	0.40
900	9.82	0.05	9.77	9.87	0.10	9.72	9.91	0.19	9.68	9.96	0.29
1200	7.56	0.06	7.50	7.62	0.12	7.44	7.68	0.24	7.38	7.74	0.36
Vishay			Intervalo 68			Intervalo 95			Intervalo 99,7		
Frecuencia (MHz)	Media	DE	Inf.	Sup.	Intervalo	Inf.	Sup.	Intervalo	Inf.	Sup.	Intervalo
100	28.31	0.26	28.05	28.57	0.52	27.79	28.83	1.05	27.53	29.10	1.57
500	16.19	0.19	16.00	16.38	0.39	15.80	16.58	0.78	15.61	16.77	1.17
900	10.72	0.18	10.54	10.90	0.35	10.37	11.08	0.71	10.19	11.25	1.06
1200	8.41	0.18	8.23	8.59	0.36	8.05	8.77	0.72	7.87	8.95	1.08

Tabla 6-8 – Intervalos de confianza para las medidas de ganancia.

A la vista de la Tabla 6-8, al utilizar transistores BFR93A del fabricante Vishay existe una probabilidad de un 99,7% de que las medidas de ganancia sufran variaciones de más de 1 dB. Para los casos de Infineon y NXP este dato es menor. En cualquier caso, esto es un dato a tener en cuenta, ya que 1 dB de posible variación para un amplificador de una etapa podría traducirse en cantidades considerables al aumentar el número de etapas de un amplificador que forme parte de determinado producto, por ejemplo un amplificador de alta ganancia para la banda de GSM.

En resumen, podemos decir que:

- Para cada fabricante se presenta un grado de dispersión diferente en los valores de ganancia y P1dB. De manera global, las medidas utilizando el modelo de transistor de Vishay presentan la mayor dispersión y utilizando el de Infineon presentan la menor. Por tanto, existe coherencia parcial con lo observado en el apartado anterior al considerar los resultados estadísticos para los parámetros S medidos, ya que entonces era el transistor BFR93A de NXP el que produce la menor dispersión y ahora, para los parámetros del circuito como la ganancia y el P1dB, el que produce menor dispersión es el de Infineon.
- En virtud del punto anterior, se deduce que no existe una relación trivial entre la variabilidad en los parámetros S del transistor y la variabilidad en los parámetros del circuito tales como la ganancia y el punto de compresión a 1 dB
- No se aprecia un tipo generalizado de distribución para las medidas, por ejemplo una distribución normal, sino que se observan diferentes asimetrías y sesgos. Aunque en algunos casos sí se aprecia una tendencia a la distribución normal, son casos muy limitados.
- Se aprecia que en la mayoría de los histogramas la distribución de los valores medidos se concentra con mayor frecuencia en entornos cercanos a la media, lo que puede indicar que al realizar las medidas con un lote mayor sí podría obtenerse una mayor aproximación a la distribución normal. Ello podría necesitar de una mejora del método de obtención de medidas para agilizar la tarea y disminuir la carga de trabajo.



- Para el caso de algún fabricante, existe un 99,7% de probabilidad de que existan variaciones de ganancia de más de 1 dB, mientras que para otros estas variaciones no sobrepasarían los 0,4 dB. Teniendo en cuenta que esto se refiere a una sola etapa amplificadora, al extender estos datos a más etapas la diferencia de variaciones entre uno u otro caso puede ser bastante grande como para tener en cuenta la precisión de los modelos de transistor, que es el objeto de estudio en este PFC, al diseñar un determinado producto o circuito de RF.



## CONCLUSIONES



## 7. CONCLUSIONES

---

En este proyecto de fin de carrera se ha propuesto el estudio de la precisión de los modelos de transistores de RF y ver el efecto que esta precisión produce en un circuito real. Para ello ha habido que diseñar un circuito real sobre el que montar el transistor y realizar las medidas correspondientes, habiéndose utilizado varios lotes de transistores de diferentes fabricantes para extender el alcance del estudio. El concepto de precisión de los modelos se ha abordado desde dos puntos de vista.

En primer lugar, a partir de medidas y simulación, se han hecho análisis comparativos de distintos modelos de parámetros propios del transistor para un mismo fabricante y entre iguales modelos de parámetros para diferentes fabricantes. Además se han hecho, de la misma forma, análisis comparativos de algunos parámetros del circuito como la ganancia o el punto de compresión a 1 dB. Estos análisis ofrecieron una idea de la precisión del modelo de transistor en cuanto que se encuentra una dispersión diferente si se cambia de tipo de modelo de parámetros o el fabricante del transistor (que obviamente conlleva parámetros diferentes).

En segundo lugar, se ha realizado un análisis estadístico de las medidas tomadas para estudiar su variabilidad y así obtener una idea de la precisión del modelo en cuanto que variaciones de parámetros en un lote de transistores, siendo este un hecho derivado de la variabilidad del proceso de fabricación.

Al obtener una caracterización del transistor a partir de la test-fixture que proporciona el circuito diseñado, se ha observado una respuesta aproximada a la que ofrece el fabricante. Sin embargo, existen apreciables diferencias entre modelos proporcionados por diferentes fabricantes. Además, al comparar la respuesta de los modelos caracterizados para diferentes fabricantes (con la misma test-fixture diseñada) las diferencias son muy pequeñas o inapreciables, lo que hace suponer que la test-fixture que utiliza el fabricante repercute en gran medida en las características que éste ofrece de su producto.

En cuanto a las medidas y simulación de ganancia y P1dB con los modelos del fabricante y con el modelo caracterizado, se observa que tanto en un caso como en otro existen diferencias apreciables al cambiar de fabricante. Al comparar simulaciones con

distintos tipos de modelos de parámetros del mismo fabricante se obtienen resultados parecidos (hay buena precisión en cuanto al tipo de modelo de parámetros empleado), mientras que al comparar simulaciones con modelos de fabricantes diferentes se observa que la variación es apreciable (hay mala precisión entre modelos de diferentes fabricantes).

De los análisis estadísticos se desprende que la variabilidad o dispersión en las medidas difiere considerablemente según el fabricante considerado y, por tanto, la precisión. Esto es un hecho importante, ya que repercute en la fiabilidad del transistor. En efecto, a la hora de diseñar un circuito de RF con varias etapas transistorizadas se puede optar por un modelo de transistor igual o equivalente que, por ejemplo, haya sido obtenido a bajo precio de fábricas de países emergentes pero que presenta una pobre precisión, pero el resultado de la variabilidad acumulada en todas las etapas del circuito puede hacer que no cumpla con unas mínimas exigencias de calidad. Un ejemplo real es la utilización de preamplificadores de mástil para señales de televisión digital terrestre en zonas críticas, donde una diferencia de 2 dB puede ser clave para la correcta recepción de la señal en el televisor debido a que existe cierto “umbral” por debajo del cual la relación C/N de la señal cae bruscamente.

Por otra parte, no se ha observado un tipo de distribución normal de las medidas, con el cual se afianzaría el concepto de promedio como buena medida de tendencia central y, por tanto, justificaría en mayor grado los análisis comparativos realizados de las medidas de ganancia y P1dB a base de su valor medio. En este sentido, sería interesante aumentar el número de medidas para obtener mayor claridad sobre la distribución de las medidas, ya que así podría intuirse si existen factores (por ejemplo, errores sistemáticos) que puedan afectar a la toma de medidas y actuar en consecuencia o si por diversas causas la distribución estadística es otra y haya que plantearse no usar el promedio como medida comparativa entre diferentes series de medidas y deba usarse la mediana u otro.

En resumen, existe diferente precisión en los modelos de transistor que se traduce en una considerable variabilidad en las medidas, lo cual es un hecho de cierta importancia cuando se aborda el diseño de un circuito de RF y justifica la necesidad de plantear adecuadamente el diseño del mismo y actuar en el sentido de reducir la variabilidad total en su respuesta, por ejemplo mediante técnicas de compensación.

## BIBLIOGRAFÍA





## BIBLIOGRAFÍA

---

[1] Sobrevila, Marcelo A. Universidad Tecnológica Nacional. *Facultad Regional Bahía Blanca*. [En línea] [http://www.frbb.utn.edu.ar/carreras/materias/seg\\_hig\\_medio\\_a/ciencia\\_tecnologia\\_e\\_ingenieria.pps](http://www.frbb.utn.edu.ar/carreras/materias/seg_hig_medio_a/ciencia_tecnologia_e_ingenieria.pps).

[2] Agilent Technologies. *X parameters*. [En línea] [Citado el: 07 de 06 de 2012.] <<http://www.home.agilent.com/agilent/application.jsp?nid=-34017.0&cc=ES&lc=eng&pageMode=OVW>>.

[3] Robert L. Boylestad, Louis Nashelsky. *Electronic Devices and Circuit Theory*. 6th Ed. s.l. : Prentice Hall, 1997.

[4] Simons, Rainee N. *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*. s.l. : John Wiley & Sons, Inc., 2001. pág. 1.

[5] AWR Microwave Office. [En línea] [Citado el: 07 de 06 de 2012.] <<http://web.awrcorp.com/Usa/Products/Microwave-Office/>>.

[6] Wartenberg, Scott. *RF Test Fixture Basics*. 2003. Vol. 46, <<http://www.microwavejournal.com/articles/3681-rf-test-fixture-basics>>.

[7] Gary S. May, Costas J. Spanos. *Fundamentals of semiconductor manufacturing and process control*. s.l. : John Wiley & Sons, 2006.

[8] Gonzalez, Guillermo. *Microwave transistor amplifiers*. s.l. : Prentice-Hall, 1984.

[9] Boning, Duane y Nassif, Sani. Models of process variations in device and interconnect. [ed.] Anantha Chandrakasan, William J. Bowhill y Frank Fox. *Design of High-Performance Microprocessor Circuits*. s.l. : Wiley-IEEE Press, 2000, Chapter 6.

[10] Millman, J. y Halkias, C. *Electrónica Integrada*. 9ª Ed. s.l. : Editorial Hispano Europea, 1991.



## ÍNDICE DE FIGURAS



## ÍNDICE DE FIGURAS

---

FIGURA 1-1 – <i>Ilustración gráfica de los conceptos de exactitud y precisión.</i> .....	5
FIGURA 1-2 – <i>Ilustración gráfica de los conceptos de exactitud y precisión en términos estadísticos.</i> .....	5
FIGURA 2-1 – <i>Ejemplo de información que podemos encontrar en una hoja de características de un transistor de RF.</i> .....	10
FIGURA 2-2 – <i>Fichero de parámetros “S” en formato Touchstone del transistor BFR93A fabricado por Philips Semiconductor, para un determinado punto de trabajo en continua (bias condition).</i> .....	11
FIGURA 2-3 – <i>Fichero SPICE de parámetros del transistor BFR93A según el modelo Gummel-Poon, fabricado por SIEMENS.</i> .....	12
FIGURA 2-4 .- <i>Representación esquemática de la problemática de la precisión de los modelos a causa del proceso de fabricación.</i> .....	15
FIGURA 3-1 – <i>Barra de silicio policristalino.</i> .....	17
FIGURA 3-2 – <i>Lingote de silicio monocristalino.</i> .....	17
FIGURA 3-3 – <i>Formación del lingote monocristalino por el método de Czochralski.</i> ....	18
FIGURA 3-4 – <i>Diagrama de flujo genérico de la secuencia del proceso de fabricación de semiconductores.</i> .....	20
FIGURA 3-5 – <i>Concepto de proceso de fabricación como sistema de capas.</i> .....	21
FIGURA 3-6 – <i>Modelo convencional de control del proceso de fabricación.</i> .....	22
FIGURA 3-7 – <i>Modelo avanzado de control del proceso de fabricación.</i> .....	23

FIGURA 3-8 – <i>Esquema de funcionamiento del control realimentado del proceso de fabricación.</i> .....	23
FIGURA 3-9 – <i>Tipos de variaciones en el proceso de fabricación. De lote a lote, de oblea a oblea, en la oblea y en el chip.</i> .....	25
FIGURA 4-1 – <i>Topología del circuito de experimentación.</i> .....	34
FIGURA 4-2 – <i>Circuito de polarización con realimentación de colector.</i> .....	38
FIGURA 4-3 – <i>Circuito de polarización con <math>R_B</math> y <math>V_{CC}</math> variables y <math>R_C</math> fija.</i> .....	39
FIGURA 4-4 – <i>Esquema final del circuito de experimentación.</i> .....	41
FIGURA 4-5 – <i>Tabla de características del transistor BFR93A proporcionada por el fabricante Infineon.</i> .....	45
FIGURA 4-6 – <i>Ejemplo de modelos parasitarios de un capacitor (izquierda) y un inductor (derecha).</i> .....	47
FIGURA 4-7 – <i>Comportamiento de un condensador real en función de la frecuencia...</i>	48
FIGURA 4-8 – <i>Gráficas de impedancia para condensadores SMD 0805 de 100 nF, 1 nF y 100 pF, obtenidas con el software “Murata Chip S-Parameter &amp; Impedance Library”.</i> .....	49
FIGURA 4-9 – <i>Gráficas de impedancia para varios inductores SMD del fabricante EPCOS.</i> .....	49
FIGURA 4-10 – <i>Cálculo de la anchura de una línea coplanar para una impedancia característica de 50 <math>\Omega</math>.</i> .....	51
FIGURA 4-11 – <i>Simulación del punto de trabajo del transistor según un modelo Gummel-Poon.</i> .....	52

FIGURA 4-12 – <i>Simulación del punto de trabajo del transistor según un modelo proporcionado por NXP (Philips).</i> .....	52
FIGURA 4-13 – <i>Bloque de RF del circuito de experimentación para realizar la simulación previa de funcionamiento.</i> .....	54
FIGURA 4-14 – <i>Resultados de la simulación sobre el circuito de la FIGURA 4-13.</i> .....	55
FIGURA 4-15 – <i>Diseño del PCB del circuito de experimentación. Vista de la capa de cobre superior (en rojo). Los puntos blancos representan las vías que conectan con el plano de masa inferior.</i> .....	57
FIGURA 4-16 – <i>Vista tridimensional de Kicad del circuito de experimentación.</i> .....	58
FIGURA 4-17 – <i>Fotografía del montaje realizado.</i> .....	59
FIGURA 4-18 – <i>Traza del módulo de <math>S_{21}</math> (en dB) del circuito de experimentación obtenida mediante el analizador de redes.</i> .....	60
FIGURA 4-19 – <i>Traza del módulo de <math>S_{11}</math> (en dB) del circuito de experimentación obtenida mediante el analizador de redes.</i> .....	61
FIGURA 4-20 – <i>Montaje realizado para la obtención de las medidas.</i> .....	62
FIGURA 4-21 – <i>Representación esquemática del amplificador como una red de dos puertos.</i> .....	65
FIGURA 4-22 – <i>Concepto de punto de compresión a 1 dB.</i> .....	67
FIGURA 5-1 – <i>Ejemplo de un kit de calibración.</i> .....	69
FIGURA 5-2 – <i>Ejemplo de una test-fixture de Microtest Inc.</i> .....	70
FIGURA 5-3 – <i>Ejemplo de una test-fixture básica.</i> .....	71

FIGURA 5-4 – Gráfica de Smith del parámetro de reflexión $S_{11}$ de la primera muestra de transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips). .....	74
FIGURA 5-5 – Gráfica polar del parámetro de reflexión $S_{21}$ de la primera muestra de transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips). .....	74
FIGURA 5-6 – Gráfica polar del parámetro de reflexión $S_{12}$ de la primera muestra de transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips). .....	75
FIGURA 5-7 – Gráfica de Smith del parámetro de reflexión $S_{22}$ de la primera muestra de transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips). .....	75
FIGURA 5-8 – Valores del parámetro $S_{21}$ guardados como traza en formato CSV de la primera muestra de transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips). .....	76
FIGURA 5-9 – Modelo de parámetros $S$ del transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips), obtenido del valor medio de las medidas de caracterización del dispositivo. ....	77
FIGURA 5-10 – Modelo de parámetros $S$ del transistor BFR93A del fabricante Infineon (Siemens), obtenido del valor medio de las medidas de caracterización del dispositivo. ....	78
FIGURA 5-11 – Modelo de parámetros $S$ del transistor BFR93A del fabricante Vishay (Telefunken), obtenido del valor medio de las medidas de caracterización del dispositivo. ....	78
FIGURA 5-12 – Esquema para visualizar en AWR Microwave Office los parámetros $S$ del transistor BFR93A proporcionados por el fabricante. ....	80
FIGURA 5-13 – Esquema para visualizar en AWR Microwave Office los parámetros $S$ del transistor BFR93A obtenidos del valor medio de las medidas. ....	80
FIGURA 5-14- Esquema para la simulación del transistor BFR93A con los parámetros SPICE proporcionados por el fabricante. ....	82
FIGURA 5-15 – Gráfica de la ganancia en dB de la primera muestra del transistor BFR93A del fabricante NXP (Philips). .....	93



FIGURA 5-16 – <i>Superposición de las curvas de ganancia medidas para los diez transistores del fabricante NXP.</i> .....	94
FIGURA 5-17 – <i>Superposición de las curvas de ganancia medidas para los diez transistores del fabricante INFINEON.</i> .....	94
FIGURA 5-18 – <i>Superposición de las curvas de ganancia medidas para los diez transistores del fabricante VISHAY.</i> .....	95
FIGURA 5-19 – <i>Comparativa de las trazas del valor medio de la ganancia del amplificador para los tres fabricantes del transistor BFR93A.</i> .....	96
FIGURA 5-20 – <i>Medida de <math>S_{21}</math> con barrido de potencia para la primera muestra de transistor de NXP (Philips).</i> .....	97
FIGURA 5-21 – <i>Vista ampliada de la leyenda de la gráfica de medida del P1dB.</i> .....	98
FIGURA 5-22 – <i>Esquema general de simulación del amplificador con el modelo de cuadripolo de parámetros S.</i> .....	101
FIGURA 5-23 – <i>Esquema general de simulación del amplificador con el modelo Gummel-Poon basado en ficheros de tipo SPICE.</i> .....	102
FIGURA 5-24 – <i>Comparativa de la ganancia simulada del circuito empleando diferentes modelos del transistor BFR93A del fabricante NXP.</i> .....	104
FIGURA 5-25 – <i>Comparativa de la ganancia simulada del circuito empleando diferentes modelos del transistor BFR93A del fabricante INFINEON.</i> .....	104
FIGURA 5-26 – <i>Comparativa de la ganancia simulada del circuito empleando diferentes modelos del transistor BFR93A del fabricante VISHAY.</i> .....	105
FIGURA 5-27 – <i>Comparativa de la ganancia simulada para diferentes fabricantes empleando modelos de parámetros S proporcionados por los fabricantes.</i> .....	106

FIGURA 5-28 – Comparativa de la ganancia simulada para diferentes fabricantes empleando modelos de parámetros $S$ derivados de las medidas de caracterización. ....	107
FIGURA 5-29 – Comparativa de la ganancia simulada para diferentes fabricantes empleando modelos Gummel-Poon proporcionados por los fabricantes. ....	107
FIGURA 5-30 – Esquema electrónico para la simulación del $P_{1dB}$ del transistor BFR93A según su modelo Gummel-Poon proporcionado por el fabricante. ....	108
FIGURA 5-31 – Configuración en Microwave Office del elemento “PORT” para realizar una simulación del $P_{1dB}$ . ....	109
FIGURA 5-32 – Configuración de las opciones de proyecto en AWR Microwave Office para realizar una simulación del $P_{1dB}$ . ....	110
FIGURA 5-33 – Selección de la medida de ganancia sobre un barrido de potencia para realizar la medida del $P_{1dB}$ . ....	110
FIGURA 5-34 – Gráfica de simulación para la determinación del $P_{1dB}$ del amplificador empleando el modelo de transistor BFR93A de NXP. ....	112
FIGURA 5-35 - Gráfica de simulación para la determinación del $P_{1dB}$ del amplificador empleando el modelo de transistor BFR93A de Infineon. ....	112
FIGURA 6-1 – Gráfica de la función de densidad de una distribución normal. ....	123
FIGURA 6-2 – Ejemplo de histograma con la función de densidad normal superpuesta. ....	124
FIGURA 6-3 – Ilustración visual del concepto de sesgo. ....	125
FIGURA 6-4 – Ilustración gráfica del concepto de intervalos de confianza. ....	126
FIGURA 6-5 – Ejemplo de gráficas de valores de los parámetros de los transistores. ....	128

FIGURA 6-6 – <i>Ejemplo de histogramas de valores de los parámetros de los transistores.</i> .....	128
--	-----



## ÍNDICE DE TABLAS



## ÍNDICE DE TABLAS

---

Tabla 4-1 –Características del sustrato FR4.....	50
Tabla 5-1 – <i>Valores medios de ganancia del circuito medidos a 900 MHz utilizando transistores BFR93A de diferentes fabricantes.</i> .....	96
Tabla 5-2 – <i>Valores medios del P1dB del circuito medidos a 900 MHz empleando transistores de diferentes fabricantes.</i> .....	99
Tabla 5-3 – <i>Valores simulados del P1dB para diferentes fabricantes.</i> .....	111
Tabla 5-4 – <i>Comparativa de los datos de ganancia medidos y simulados.</i> .....	116
Tabla 5-5 – <i>Comparativa del punto de compresión a 1 dB medido y simulado.</i> .....	117
Tabla 6-1 – <i>Ejemplo de tabla de parámetros para su análisis estadístico.</i> .....	127
Tabla 6-2 – <i>Ejemplo de cálculos estadísticos realizados.</i> .....	127
Tabla 6-3 – <i>Coeficientes de variación totales de cada parámetro S.</i> .....	129
Tabla 6-4 – <i>Coeficiente de variación total de todos los parámetros S.</i> .....	130
Tabla 6-5 – <i>Tabla de medidas de ganancia.</i> .....	131
Tabla 6-7 – <i>Coeficiente de variación total de la ganancia y el P1dB.</i> .....	132
Tabla 6-6 – <i>Tabla de medidas de P1dB.</i> .....	132
Tabla 6-8 – <i>Intervalos de confianza para las medidas de ganancia.</i> .....	133





# APÉNDICE A

---

TABLAS DE MEDIDAS DE  
CARACTERIZACIÓN DEL TRANSISTOR  
CON PARÁMETROS “S”.



## A.1. TABLAS DE MEDIDAS DEL TRANSISTOR BFR93A DEL FABRICANTE NXP (PHILIPS).

### PARÁMETROS “S” A 100 MHz

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S11</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0,386	-63,7
2	0,377	-64,5
3	0,372	-64,7
4	0,383	-65,2
5	0,364	-65,7
6	0,377	-65,4
7	0,380	-65,2
8	0,374	-65,8
9	0,363	-66,4
10	0,385	-68,2

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S12</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.022	71.7
2	0.020	70.4
3	0.020	72.4
4	0.022	68.1
5	0.021	72.5
6	0.021	69.4
7	0.019	73.9
8	0.020	70.4
9	0.021	70.6
10	0.020	71.9

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S21</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	23.392	122.4
2	23.350	122.4
3	23.508	122.3
4	23.443	122.6
5	23.614	121.8
6	23.586	122.3
7	23.617	122.1
8	23.930	121.8
9	23.950	121.8
10	24.638	122.4

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S22</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.630	-24.4
2	0.639	-21.8
3	0.638	-22.2
4	0.628	-23.6
5	0.633	-22.0
6	0.629	-23.6
7	0.631	-23.7
8	0.630	-23.1
9	0.624	-24.4
10	0.622	-23.7

---

 PARÁMETROS “S” A 500 MHz
 

---

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S11</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.235	-142.5
2	0.218	-142.0
3	0.215	-142.3
4	0.236	-143.9
5	0.207	-141.5
6	0.224	-142.2
7	0.220	-141.3
8	0.205	-143.0
9	0.207	-141.9
10	0.236	-144.8

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S12</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.077	75.2
2	0.072	76.4
3	0.073	77.4
4	0.075	76.3
5	0.075	76.8
6	0.073	76.9
7	0.071	74.1
8	0.073	75.7
9	0.074	76.1
10	0.073	76.5

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S21</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	6.314	89.7
2	6.284	89.9
3	6.279	89.9
4	6.362	90.2
5	6.240	89.6
6	6.331	90.1
7	6.285	89.8
8	6.325	89.5
9	6.279	89.4
10	6.519	90.3

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S22</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.421	-31.7
2	0.465	-28.2
3	0.458	-28.1
4	0.443	-30.4
5	0.460	-28.3
6	0.439	-31.0
7	0.437	-30.1
8	0.446	-30.1
9	0.433	-30.6
10	0.430	-30.5

---

 PARÁMETROS “S” A 900 MHz
 

---

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S11</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.253	176.8
2	0.229	178.0
3	0.230	177.6
4	0.251	174.1
5	0.225	174.6
6	0.243	177.0
7	0.238	178.0
8	0.222	172.7
9	0.219	176.4
10	0.258	176.6

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S12</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.131	75.6
2	0.126	77.2
3	0.126	76.2
4	0.128	75.8
5	0.132	76.9
6	0.123	75.5
7	0.121	74.2
8	0.126	76.7
9	0.128	77.0
10	0.073	76.5

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S21</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	3.741	75.1
2	3.747	75.2
3	3.755	75.5
4	3.757	74.9
5	3.711	74.5
6	3.758	75.2
7	3.742	75.2
8	3.773	75.0
9	3.743	75.3
10	3.870	75.7

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S22</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.370	-43.2
2	0.422	-39.6
3	0.414	-39.4
4	0.397	-42.1
5	0.409	-39.1
6	0.394	-42.0
7	0.394	-41.5
8	0.398	-40.2
9	0.386	-42.1
10	0.380	-41.9

---

 PARÁMETROS “S” A 1200 MHz
 

---

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S11</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.316	170.8
2	0.292	172.0
3	0.289	171.7
4	0.313	168.9
5	0.282	169.5
6	0.306	171.6
7	0.299	171.8
8	0.283	168.3
9	0.288	170.7
10	0.317	171.1

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S12</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.179	73.0
2	0.168	74.8
3	0.173	73.8
4	0.174	73.2
5	0.179	74.2
6	0.170	73.5
7	0.166	72.3
8	0.168	73.1
9	0.172	72.8
10	0.171	73.7

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S21</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	3.007	68.3
2	3.024	69.4
3	3.019	69.8
4	3.027	69.1
5	3.025	68.7
6	3.045	69.6
7	3.027	69.2
8	3.029	68.7
9	3.039	69.0
10	3.106	69.7

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>	
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S22</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.392	-63.6
2	0.434	-58.1
3	0.429	-58.1
4	0.411	-62.1
5	0.423	-58.9
6	0.402	-61.5
7	0.405	-60.5
8	0.409	-59.5
9	0.395	-61.3
10	0.396	-61.6

## A.2. TABLAS DE MEDIDAS DEL TRANSISTOR BFR93A DEL FABRICANTE INFINEON (SIEMENS).

### PARÁMETROS “S” A 100 MHz

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S11</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.382	-70.3
2	0.379	-71.1
3	0.363	-69.2
4	0.371	-71.5
5	0.386	-70.2
6	0.375	-69.8
7	0.383	-71.2
8	0.368	-67.4
9	0.378	-69.8
10	0.380	-69.9

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S12</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.022	71.8
2	0.022	73.5
3	0.020	70.4
4	0.020	74.5
5	0.022	71.4
6	0.021	72.6
7	0.022	71.9
8	0.021	70.7
9	0.022	69.5
10	0.022	70.2

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S21</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	23.652	121.6
2	24.022	121.3
3	23.395	120.6
4	24.089	121.3
5	23.774	121.7
6	23.818	121.2
7	24.140	121.4
8	23.366	120.4
9	23.558	121.1
10	23.526	121.4

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S22</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.615	-22.9
2	0.615	-23.6
3	0.622	-24.0
4	0.606	-23.8
5	0.608	-23.9
6	0.620	-24.0
7	0.609	-24.1
8	0.618	-24.2
9	0.608	-24.8
10	0.616	-23.9

---

 PARÁMETROS “S” A 500 MHz
 

---

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S11</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.235	-150.5
2	0.221	-151.3
3	0.194	-147.8
4	0.214	-151.3
5	0.231	-150.3
6	0.209	-151.6
7	0.228	-151.0
8	0.188	-145.6
9	0.238	169.3
10	0.225	-150.7

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S12</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.080	78.2
2	0.077	78.0
3	0.076	76.3
4	0.077	76.8
5	0.077	78.4
6	0.077	76.4
7	0.080	77.6
8	0.075	77.2
9	0.074	77.4
10	0.077	77.7

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S21</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	6.253	89.5
2	6.261	89.3
3	6.072	88.7
4	6.280	89.1
5	6.309	89.4
6	6.212	89.0
7	6.330	89.4
8	6.071	88.7
9	6.179	89.2
10	6.217	89.4

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S22</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.447	-29.2
2	0.439	-29.9
3	0.436	-30.3
4	0.445	-29.5
5	0.440	-29.9
6	0.438	-31.0
7	0.436	-30.8
8	0.439	-30.5
9	0.430	-31.6
10	0.438	-30.9



---

 PARÁMETROS “S” A 900 MHz
 

---

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S11</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.257	168.3
2	0.249	170.6
3	0.218	166.6
4	0.239	165.7
5	0.258	169.9
6	0.237	166.6
7	0.253	168.9
8	0.211	168.3
9	0.238	169.3
10	0.246	167.0

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S12</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.139	79.2
2	0.137	77.5
3	0.135	75.9
4	0.134	77.8
5	0.134	77.4
6	0.134	78.1
7	0.138	76.6
8	0.134	76.8
9	0.128	77.9
10	0.134	77.1

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S21</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	3.720	74.2
2	3.733	74.7
3	3.637	74.0
4	3.722	74.0
5	3.739	74.7
6	3.688	74.6
7	3.752	74.9
8	3.619	74.3
9	3.688	74.4
10	3.700	75.0

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S22</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.405	-42.4
2	0.395	-42.7
3	0.391	-43.3
4	0.405	-42.7
5	0.401	-42.2
6	0.399	-44.2
7	0.400	-43.5
8	0.399	-42.8
9	0.392	-44.3
10	0.400	-43.7

---

 PARÁMETROS “S” A 1200 MHz
 

---

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S11</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.317	165.2
2	0.313	165.5
3	0.275	162.2
4	0.293	161.2
5	0.311	165.6
6	0.289	161.4
7	0.312	165.0
8	0.273	166.6
9	0.292	163.5
10	0.303	162.8

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S12</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.189	75.4
2	0.184	74.7
3	0.181	75.1
4	0.184	76.0
5	0.186	76.1
6	0.181	76.0
7	0.187	74.9
8	0.180	75.1
9	0.174	74.9
10	0.178	75.1

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S21</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	3.013	68.5
2	3.028	68.1
3	2.946	67.3
4	3.007	67.7
5	3.039	68.4
6	2.977	68.3
7	3.021	69.6
8	2.940	68.5
9	2.967	68.7
10	2.981	69.0

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>	
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S22</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.429	-63.0
2	0.422	-63.6
3	0.415	-63.7
4	0.427	-63.1
5	0.420	-63.6
6	0.420	-64.6
7	0.422	-65.3
8	0.419	-63.4
9	0.411	-64.8
10	0.420	-64.5

### A.3. TABLAS DE MEDIDAS DEL TRANSISTOR BFR93A DEL FABRICANTE VISHAY (TELEFUNKEN).

#### PARÁMETROS “S” A 100 MHz

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S11</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.400	-61.9
2	0.386	-59.1
3	0.411	-59.7
4	0.398	-60.8
5	0.389	-63.0
6	0.380	-64.0
7	0.379	-59.5
8	0.378	-60.3
9	0.397	-60.4
10	0.381	-59.6

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S12</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.021	69.0
2	0.022	74.9
3	0.022	72.6
4	0.020	74.4
5	0.020	75.9
6	0.022	77.1
7	0.020	78.9
8	0.020	76.3
9	0.021	72.2
10	0.020	68.8

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S21</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	24.602	124.0
2	24.449	123.9
3	24.912	124.1
4	25.131	123.7
5	25.164	124.2
6	24.843	124.6
7	24.769	124.1
8	24.733	124.1
9	24.448	123.9
10	24.388	123.2

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S22</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.626	-26.4
2	0.631	-24.1
3	0.640	-21.6
4	0.642	-20.9
5	0.636	-22.8
6	0.617	-25.8
7	0.630	-25.2
8	0.626	-25.0
9	0.604	-26.8
10	0.623	-25.8

---

 PARÁMETROS “S” A 500 MHz
 

---

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S11</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.254	-139.6
2	0.232	-134.5
3	0.220	-133.7
4	0.212	-134.9
5	0.225	-139.1
6	0.249	-142.8
7	0.216	-133.8
8	0.224	-138.1
9	0.239	-137.3
10	0.207	-136.2

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S12</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.077	75.8
2	0.075	77.3
3	0.071	77.4
4	0.075	77.5
5	0.070	77.4
6	0.078	77.7
7	0.073	76.9
8	0.074	78.8
9	0.075	75.2
10	0.074	75.9

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S21</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	6.760	91.8
2	6.750	92.1
3	6.819	91.8
4	6.844	91.6
5	6.841	91.9
6	6.804	91.9
7	6.785	92.1
8	6.773	91.7
9	6.688	91.7
10	6.659	91.2

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S22</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.393	-34.8
2	0.427	-31.2
3	0.453	-30.3
4	0.467	-28.4
5	0.446	-28.9
6	0.412	-31.9
7	0.417	-31.1
8	0.425	-29.8
9	0.391	-35.3
10	0.403	-33.1

---

 PARÁMETROS “S” A 900 MHz
 

---

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S11</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.268	178.8
2	0.245	-175.0
3	0.228	-178.7
4	0.221	179.5
5	0.242	179.4
6	0.270	177.7
7	0.230	-176.7
8	0.242	-179.8
9	0.252	179.6
10	0.222	177.5

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S12</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.131	75.1
2	0.130	76.1
3	0.121	76.6
4	0.130	77.3
5	0.119	77.4
6	0.139	75.5
7	0.128	77.4
8	0.131	76.2
9	0.130	75.2
10	0.126	76.5

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S21</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	3.988	77.4
2	3.991	78.0
3	4.059	77.9
4	4.072	77.1
5	4.104	77.8
6	4.054	77.6
7	4.073	77.6
8	4.040	77.9
9	3.987	77.2
10	3.944	77.0

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S22</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.333	-45.2
2	0.378	-42.6
3	0.408	-41.6
4	0.415	-38.6
5	0.402	-39.5
6	0.358	-42.9
7	0.373	-41.2
8	0.371	-40.0
9	0.338	-46.6
10	0.352	-44.0

---

 PARÁMETROS “S” A 1200 MHz
 

---

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S11</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.333	171.8
2	0.310	178.8
3	0.289	175.3
4	0.281	174.5
5	0.299	174.7
6	0.328	171.9
7	0.298	178.9
8	0.305	174.8
9	0.321	173.4
10	0.286	172.5

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S12</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.174	72.0
2	0.176	74.5
3	0.164	74.2
4	0.179	74.2
5	0.159	74.7
6	0.186	74.1
7	0.171	74.4
8	0.176	74.8
9	0.176	72.0
10	0.168	73.2

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S21</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	3,188	71,2
2	3,211	72,5
3	3,249	72,7
4	3,244	72,0
5	3,300	72,9
6	3,230	71,6
7	3,255	72,8
8	3,238	72,1
9	3,191	71,3
10	3,171	70,9

Medidas de caracterización		
Transistor:	<b>BFR93A</b>	
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>	
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>	
Parámetro:	<b>S22</b>	
Unidad	Módulo	Fase
1	0.358	-67.0
2	0.401	-63.1
3	0.425	-59.9
4	0.430	-57.6
5	0.418	-58.3
6	0.380	-64.9
7	0.392	-62.7
8	0.388	-61.1
9	0.358	-67.6
10	0.370	-64.5

# APÉNDICE B

---

TABLAS DE MEDIDAS DE LA GANANCIA Y  
EL PUNTO DE COMPRESIÓN A 1 DB DEL  
AMPLIFICADOR.





---

**B.1. TABLAS DE MEDIDAS DE GANANCIA.**


---

**GANANCIA CON EL TRANSISTOR BFR93A DEL FABRICANTE NXP (PHILIPS)**

Medidas de ganancia	
Transistor:	<b>BFR93A</b>
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>
Unidad	Ganancia (dB)
1	28,05
2	28,18
3	28,05
4	27,97
5	28,28
6	28,20
7	28,17
8	28,06
9	28,31
10	27,98

Medidas de ganancia	
Transistor:	<b>BFR93A</b>
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>
Unidad	Ganancia (dB)
1	15,84
2	15,82
3	15,68
4	15,67
5	16,15
6	16,05
7	15,84
8	15,91
9	16,02
10	15,68

Medidas de ganancia	
Transistor:	<b>BFR93A</b>
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>
Unidad	Ganancia (dB)
1	10,41
2	10,37
3	10,31
4	10,17
5	10,65
6	10,59
7	10,36
8	10,42
9	10,54
10	10,23

Medidas de ganancia	
Transistor:	<b>BFR93A</b>
Fabricante:	<b>NXP (Philips)</b>
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>
Unidad	Ganancia (dB)
1	8,15
2	8,10
3	8,10
4	7,94
5	8,38
6	8,29
7	8,08
8	8,17
9	8,24
10	7,96

**GANANCIA CON EL TRANSISTOR BFR93A DEL FABRICANTE INFINEON**  
**(SIEMENS)**

Medidas de ganancia	
Transistor:	<b>BFR93A</b>
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>
Unidad	Ganancia (dB)
1	27,77
2	27,81
3	27,71
4	27,62
5	27,71
6	27,70
7	27,73
8	27,74
9	27,63
10	27,78

Medidas de ganancia	
Transistor:	<b>BFR93A</b>
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>
Unidad	Ganancia (dB)
1	15,27
2	15,42
3	15,29
4	15,22
5	15,29
6	15,36
7	15,28
8	15,28
9	15,28
10	15,41

Medidas de ganancia	
Transistor:	<b>BFR93A</b>
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>
Unidad	Ganancia (dB)
1	9,83
2	9,89
3	9,78
4	9,76
5	9,84
6	9,85
7	9,80
8	9,80
9	9,75
10	9,88

Medidas de ganancia	
Transistor:	<b>BFR93A</b>
Fabricante:	<b>Infineon (Siemens)</b>
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>
Unidad	Ganancia (dB)
1	7,59
2	7,65
3	7,58
4	7,47
5	7,50
6	7,52
7	7,55
8	7,58
9	7,55
10	7,66

**GANANCIA CON EL TRANSISTOR BFR93A DEL FABRICANTE VISHAY  
(TELEFUNKEN)**

Medidas de ganancia	
Transistor:	<b>BFR93A</b>
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>
Frecuencia:	<b>100 MHz</b>
Unidad	Ganancia (dB)
1	28,23
2	28,44
3	27,97
4	28,04
5	28,47
6	28,46
7	28,55
8	28,60
9	27,88
10	28,49

Medidas de ganancia	
Transistor:	<b>BFR93A</b>
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>
Frecuencia:	<b>500 MHz</b>
Unidad	Ganancia (dB)
1	16,29
2	16,23
3	16,03
4	16,09
5	16,21
6	16,36
7	16,30
8	16,30
9	15,73
10	16,37

Medidas de ganancia	
Transistor:	<b>BFR93A</b>
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>
Frecuencia:	<b>900 MHz</b>
Unidad	Ganancia (dB)
1	10,77
2	10,77
3	10,61
4	10,68
5	10,79
6	10,73
7	10,91
8	10,86
9	10,28
10	10,81

Medidas de ganancia	
Transistor:	<b>BFR93A</b>
Fabricante:	<b>Vishay (Telefunken)</b>
Frecuencia:	<b>1200 MHz</b>
Unidad	Ganancia (dB)
1	8,43
2	8,49
3	8,32
4	8,39
5	8,44
6	8,38
7	8,59
8	8,52
9	7,95
10	8,56

---

**B.2. TABLAS DE MEDIDAS DEL P1dB (PUNTO DE COMPRESIÓN A 1 dB).**

---

DETERMINACIÓN DEL P1dB			FABRICANTE NXP	
Pstart (dBm)	-5			
Transistor	GP1dB (dB)	Pe_delta (dBm)	Pe (dBm)	P1dB (dBm)
1	9,469	9,724	4,724	14,193
2	9,447	10,729	5,729	15,176
3	9,489	10,778	5,778	15,267
4	9,528	10,761	5,761	15,289
5	9,828	10,399	5,399	15,227
6	9,779	10,206	5,206	14,985
7	9,545	10,568	5,568	15,113
8	9,776	10,761	5,761	15,537
9	9,653	10,520	5,520	15,173
10	9,460	10,881	5,881	15,341

DETERMINACIÓN DEL P1dB			FABRICANTE INFINEON	
Pstart (dBm)	-5			
Transistor	GP1dB (dB)	Pe_delta (dBm)	Pe (dBm)	P1dB (dBm)
1	9,018	12,105	7,105	16,123
2	9,055	11,713	6,713	15,768
3	8,917	12,078	7,078	15,995
4	8,922	12,131	7,131	16,053
5	8,962	12,183	7,183	16,145
6	9,064	11,895	6,895	15,959
7	8,904	12,000	7,000	15,904
8	8,934	11,895	6,895	15,829
9	8,918	12,078	7,078	15,996
10	9,016	11,713	6,713	15,729

DETERMINACIÓN DEL P1dB			FABRICANTE VISHAY	
Pstart (dBm)	-5			
Transistor	GP1dB (dB)	Pe_delta (dBm)	Pe (dBm)	P1dB (dBm)
1	9,960	10,627	5,627	15,587
2	9,874	10,312	5,312	15,186
3	9,959	11,518	6,518	16,477
4	10,023	11,325	6,325	16,348
5	9,894	10,649	5,649	15,543
6	9,808	9,829	4,829	14,637
7	9,941	10,046	5,046	14,987
8	9,940	9,636	4,636	14,576
9	9,557	11,252	6,252	15,809
10	9,993	10,239	5,239	15,232



# APÉNDICE C

---

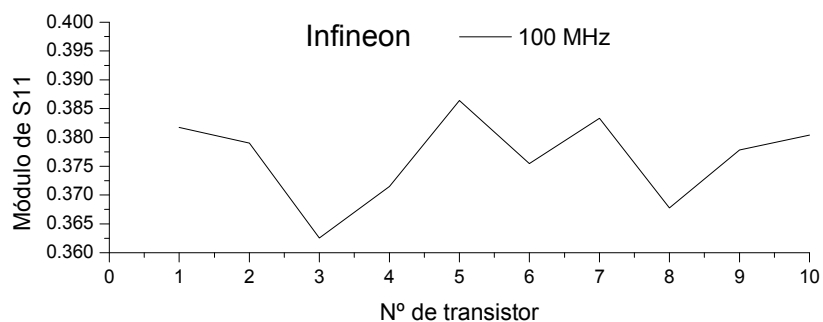
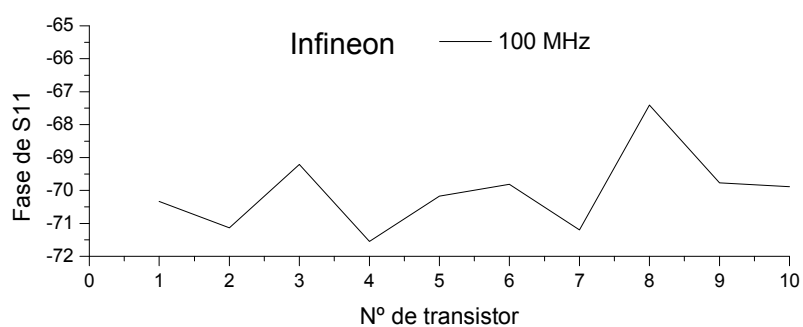
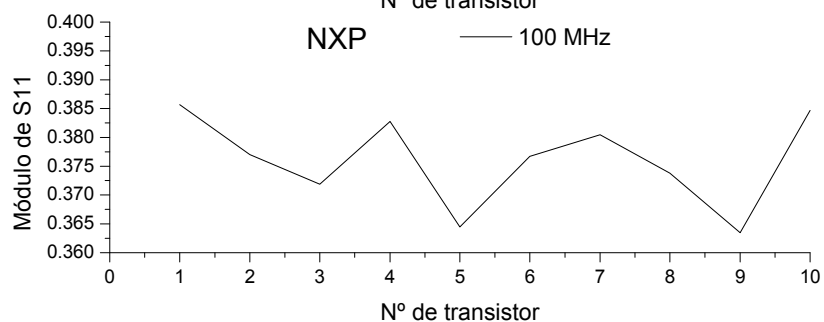
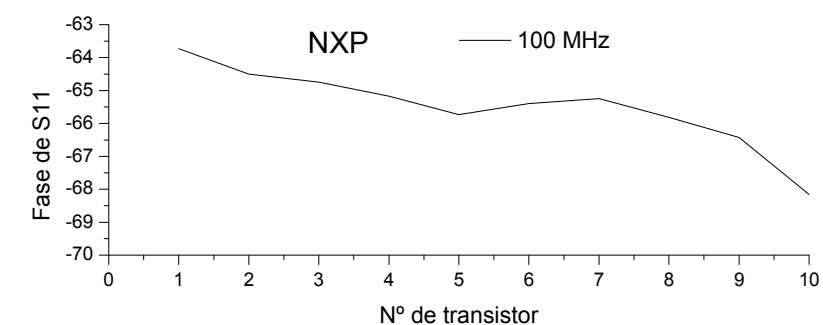
CÁLCULOS ESTADÍSTICOS DE LAS  
MEDIDAS DE CARACTERIZACIÓN DEL  
TRANSISTOR.

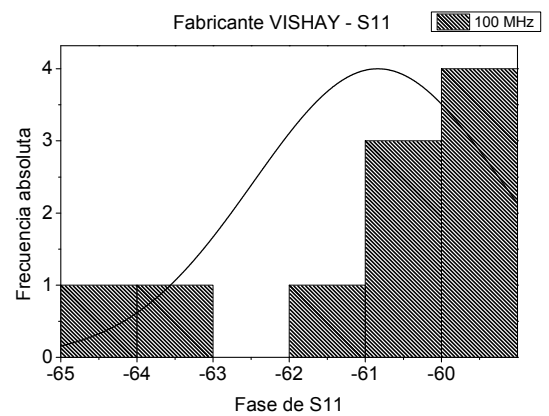
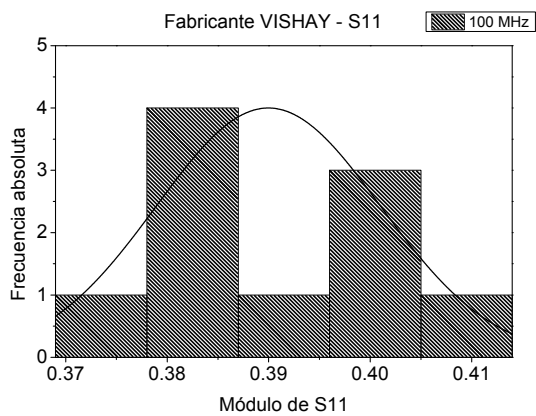
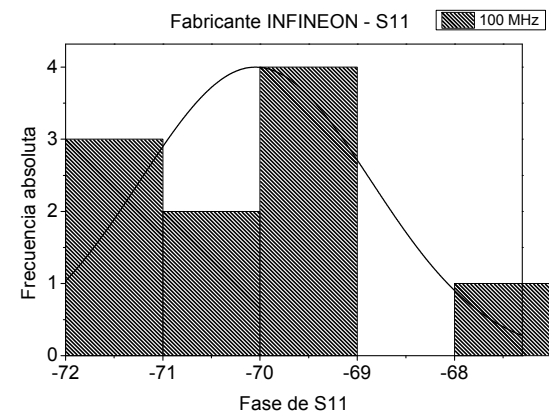
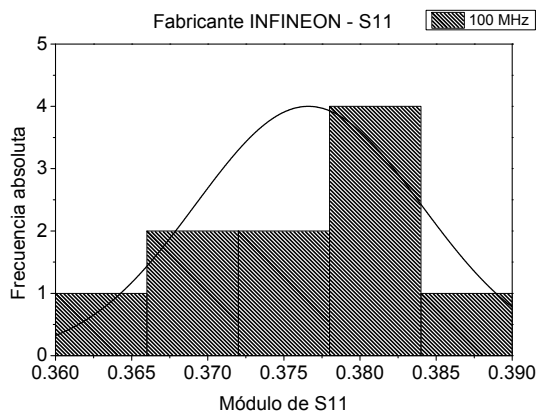
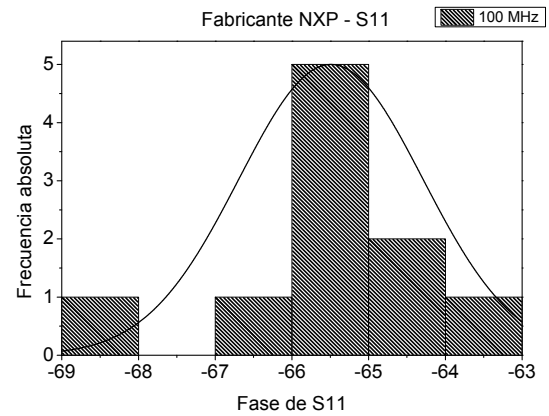
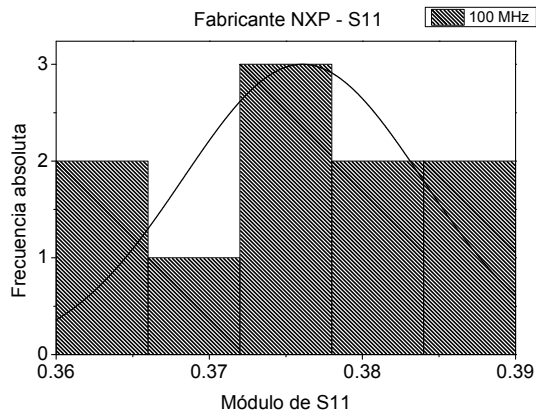
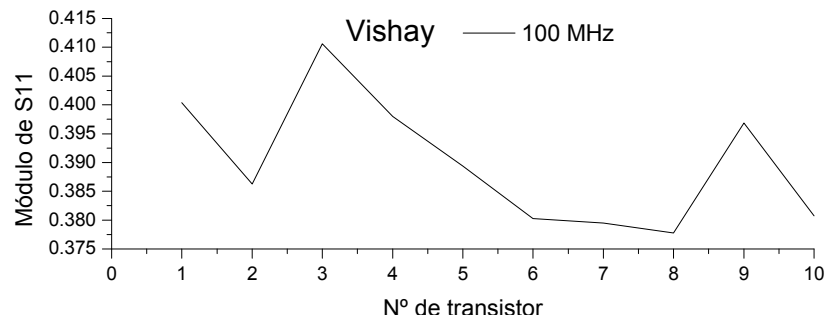
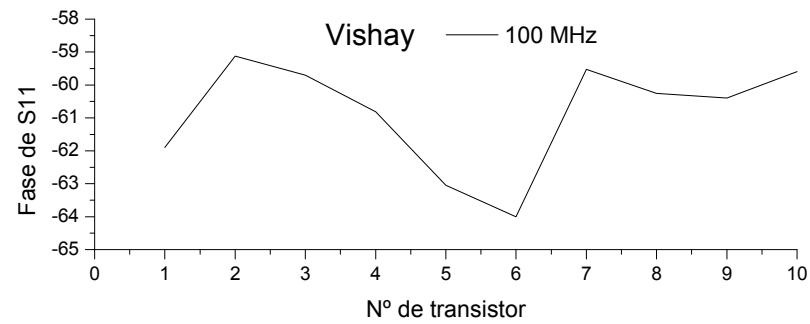




### S11 - 100 MHz

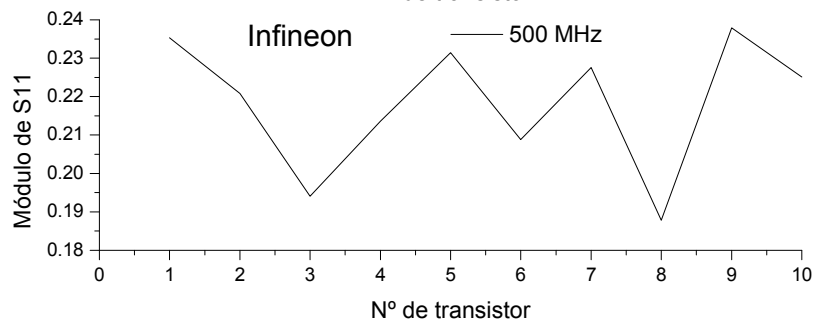
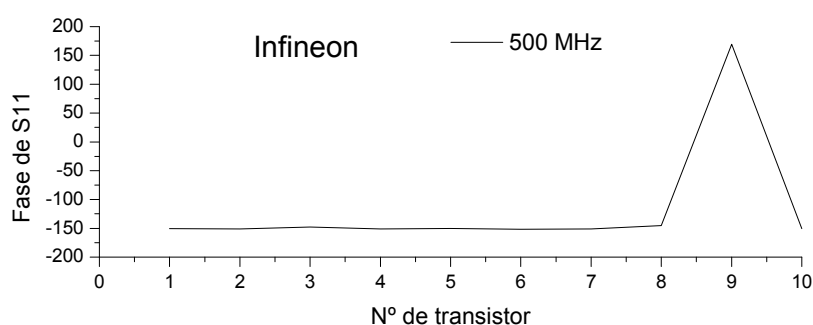
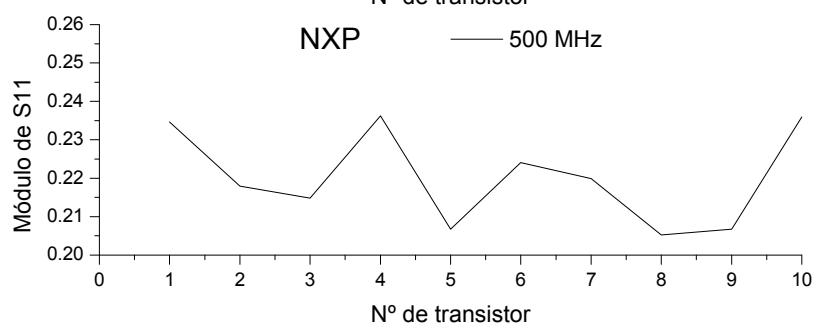
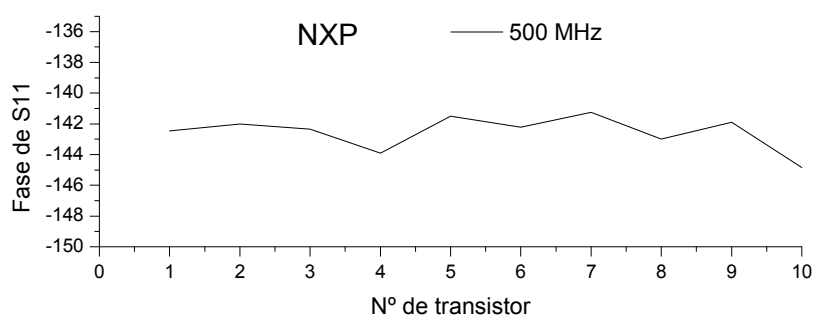
NXP - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S11	10	0,37609	0,0078	0,37686	2,07
Fase de S11	10	-65,49202	1,19881	-65,3215	1,83
Infineon - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S11	10	0,3766	0,0074	0,37843	1,96
Fase de S11	10	-70,04717	1,18701	-70,03056	1,69
Vishay - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S11	10	0,38997	0,01104	0,38781	2,83
Fase de S11	10	-60,83655	1,63582	-60,3257	2,69

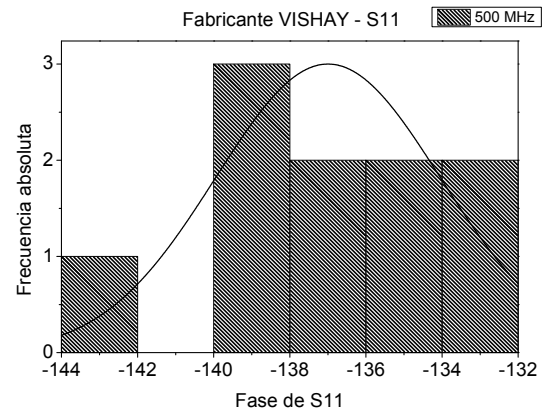
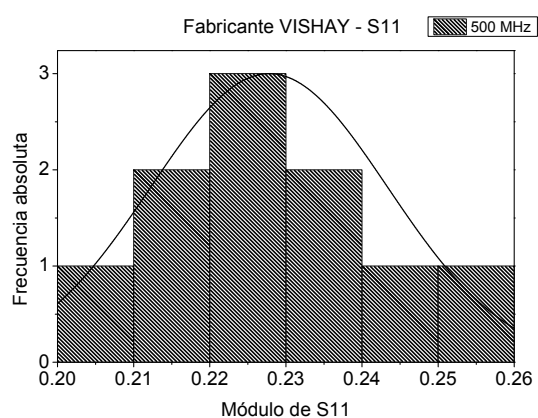
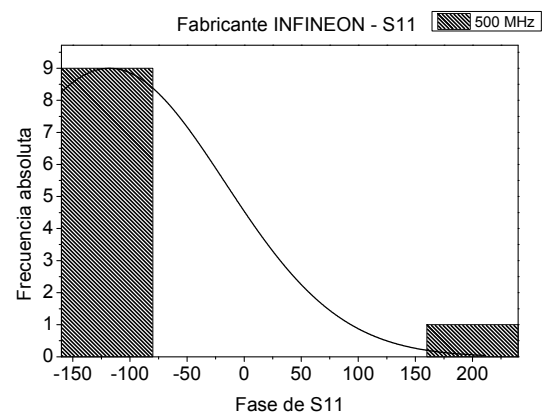
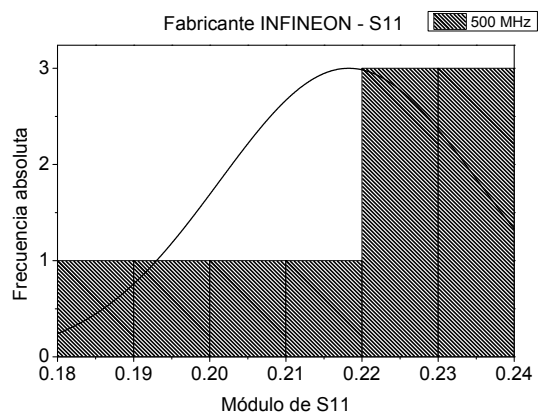
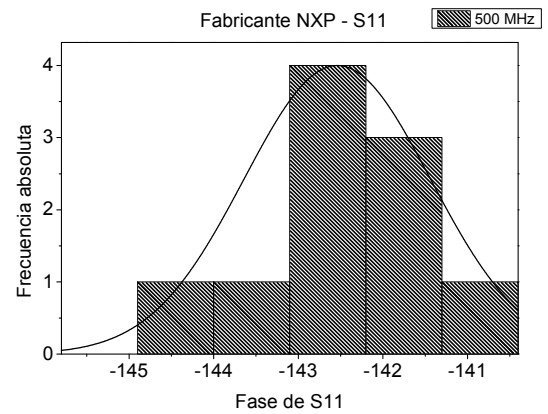
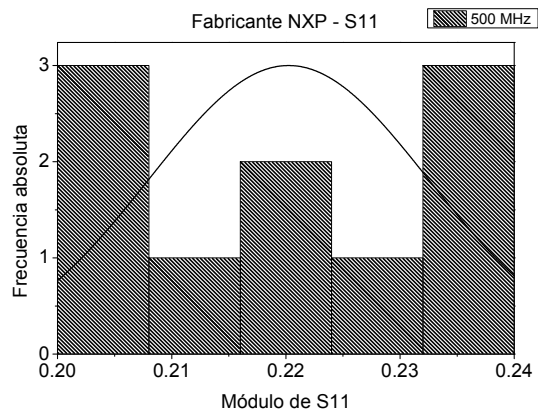
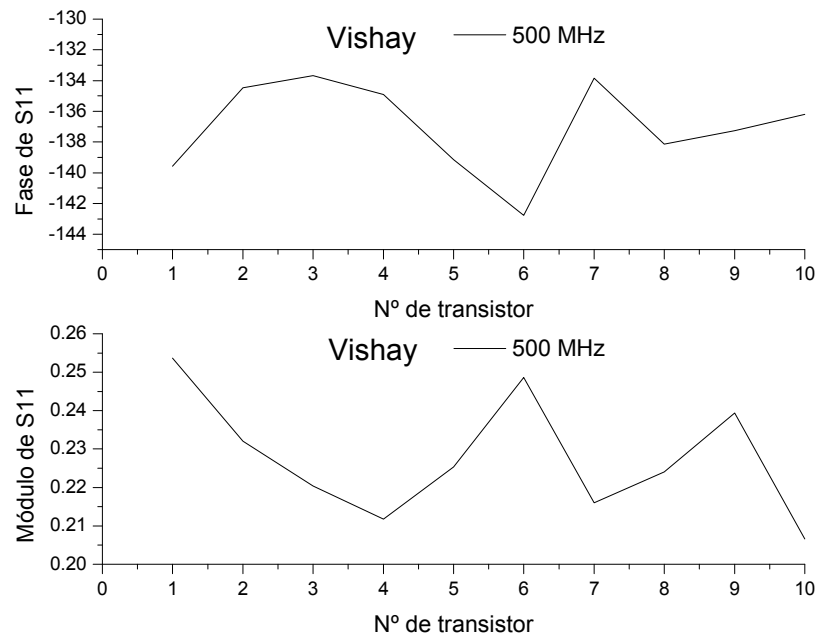




## S11 - 500 MHz

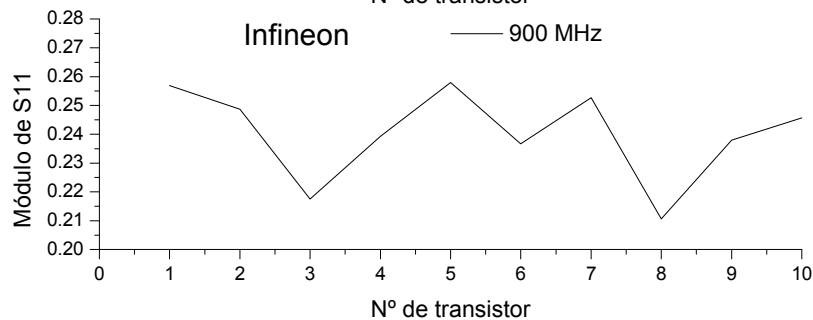
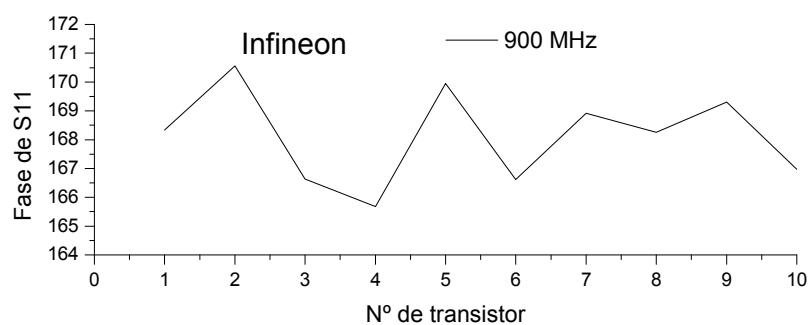
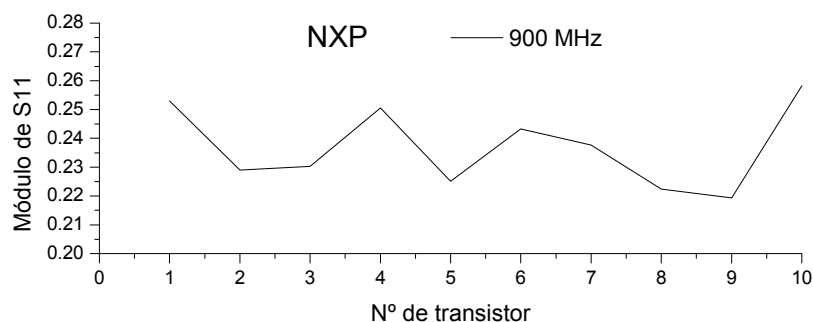
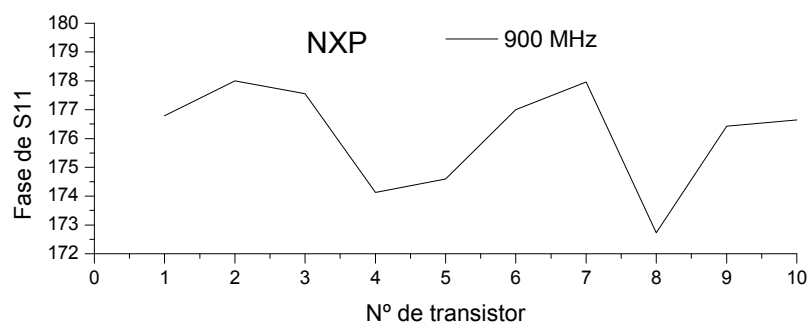
NXP - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S11	10	0.22024	0.01222	0.21897	5.55
Fase de S11	10	-142.53903	1.10227	-142.27715	0.77
Infineon - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S11	10	0.21825	0.01703	0.22295	7.80
Fase de S11	10	-118.09075	100.99799	-150.60265	85.53
Vishay - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S11	10	0.2278	0.01556	0.22472	6.83
Fase de S11	10	-136.99628	2.95098	-136.72068	2.15

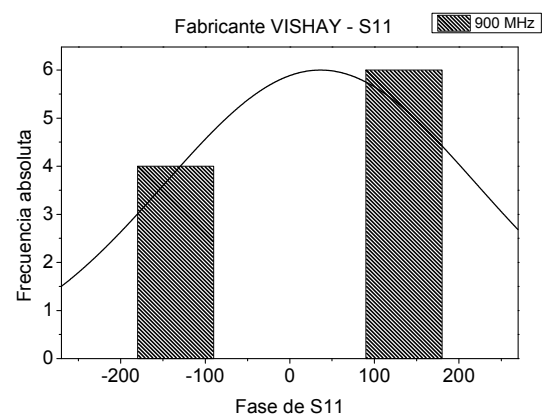
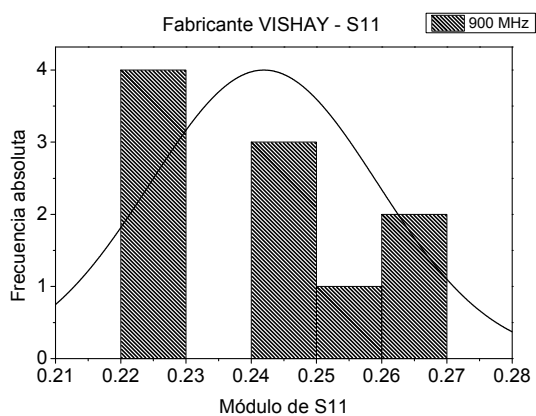
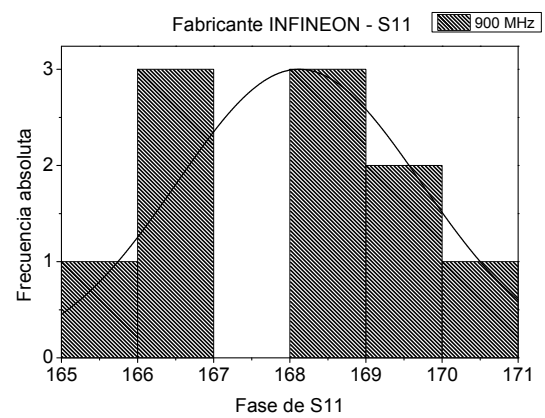
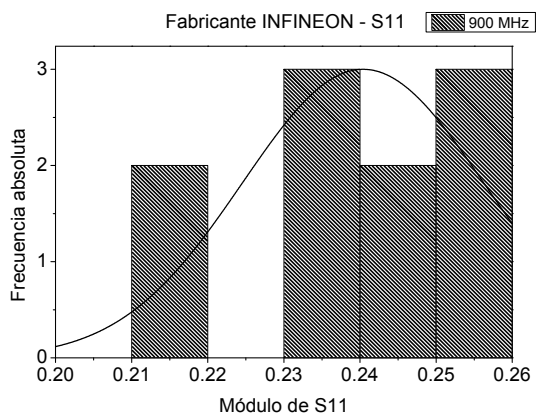
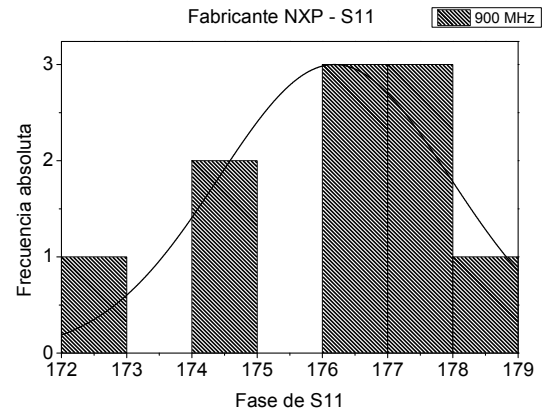
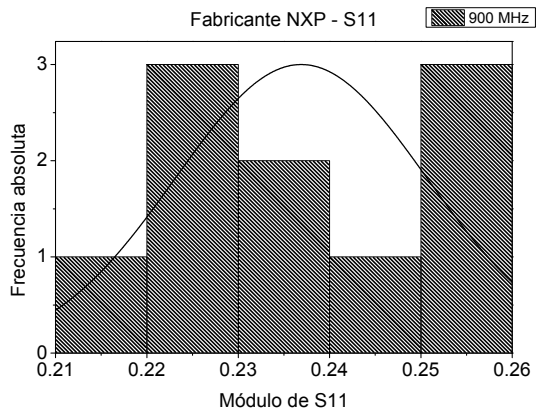
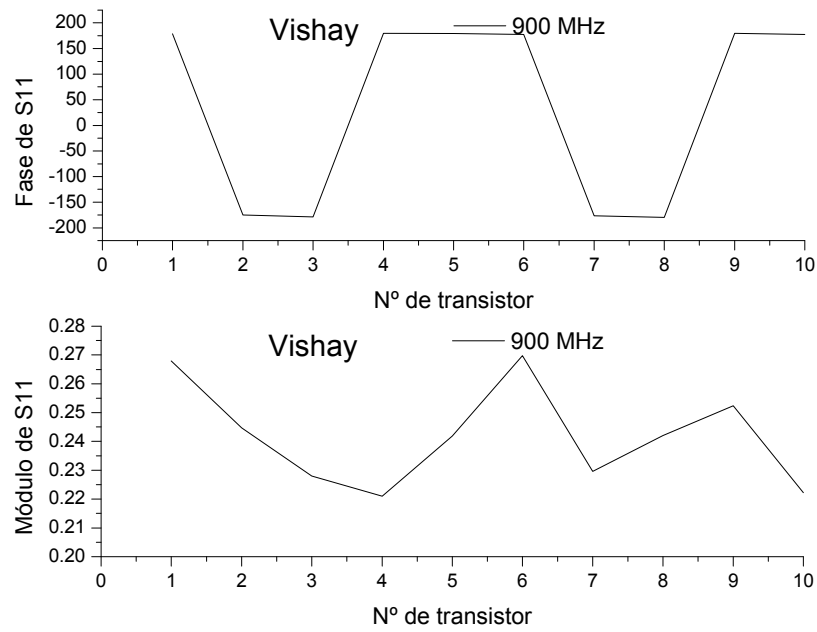




### S11 - 900 MHz

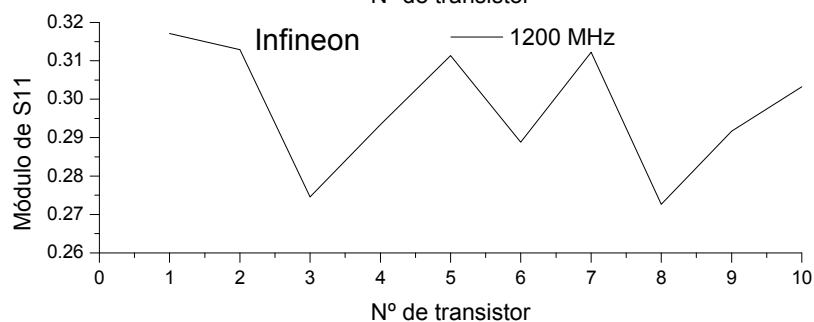
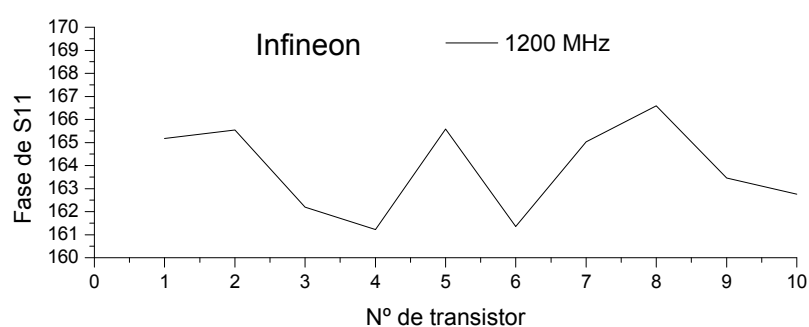
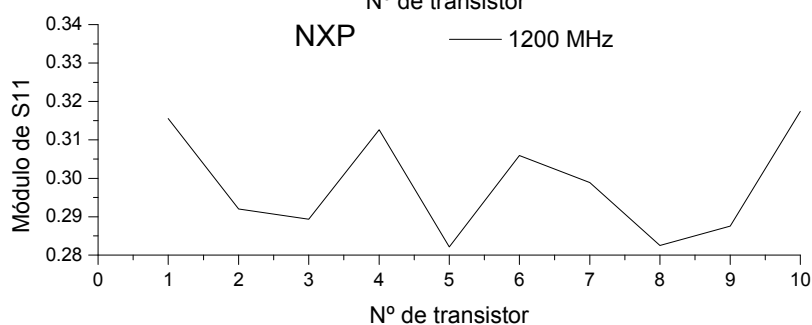
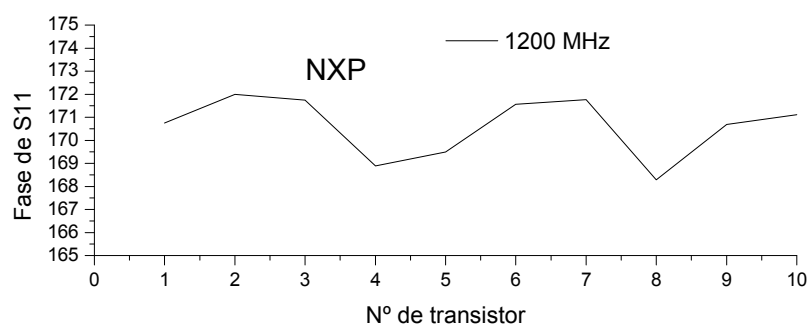
<b>NXP - 900 MHz</b>	<b>N</b>	<b>Media</b>	<b>Desviación Estándar</b>	<b>Mediana</b>	<b>Coeficiente de variación (%)</b>
Módulo de S11	10	0.2369	0.01377	0.23396	5.81
Fase de S11	10	176.18373	1.77645	176.7196	1.01
<b>Infineon - 900 MHz</b>	<b>N</b>	<b>Media</b>	<b>Desviación Estándar</b>	<b>Mediana</b>	<b>Coeficiente de variación (%)</b>
Módulo de S11	10	0.2404	0.01584	0.24247	6.59
Fase de S11	10	168.12134	1.60499	168.2923	0.95
<b>Vishay - 900 MHz</b>	<b>N</b>	<b>Media</b>	<b>Desviación Estándar</b>	<b>Mediana</b>	<b>Coeficiente de variación (%)</b>
Módulo de S11	10	0.24194	0.01745	0.24195	7.21
Fase de S11	10	36.2198	184.00357	177.59991	508.02

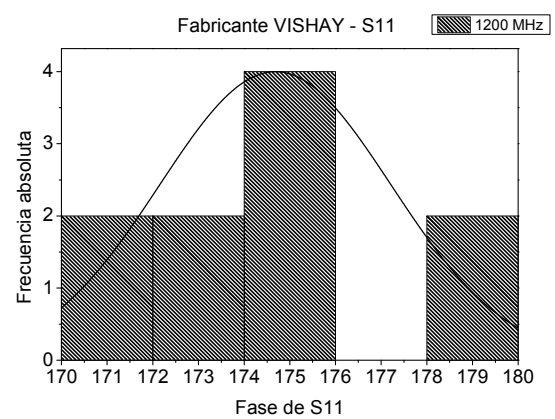
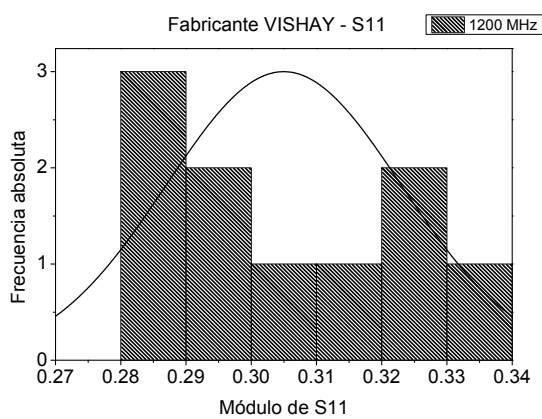
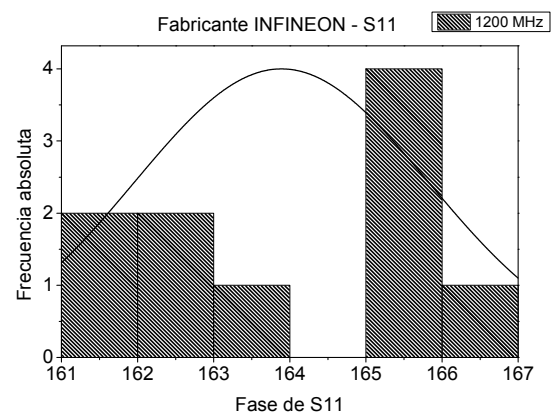
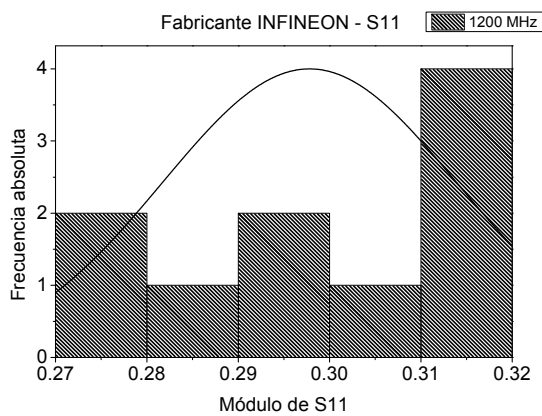
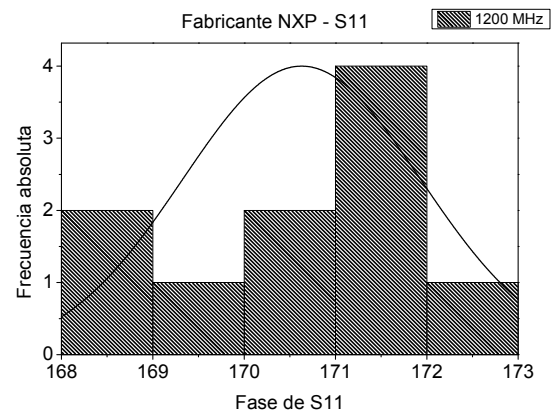
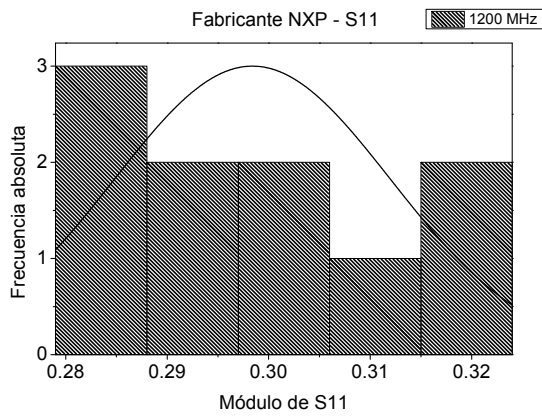
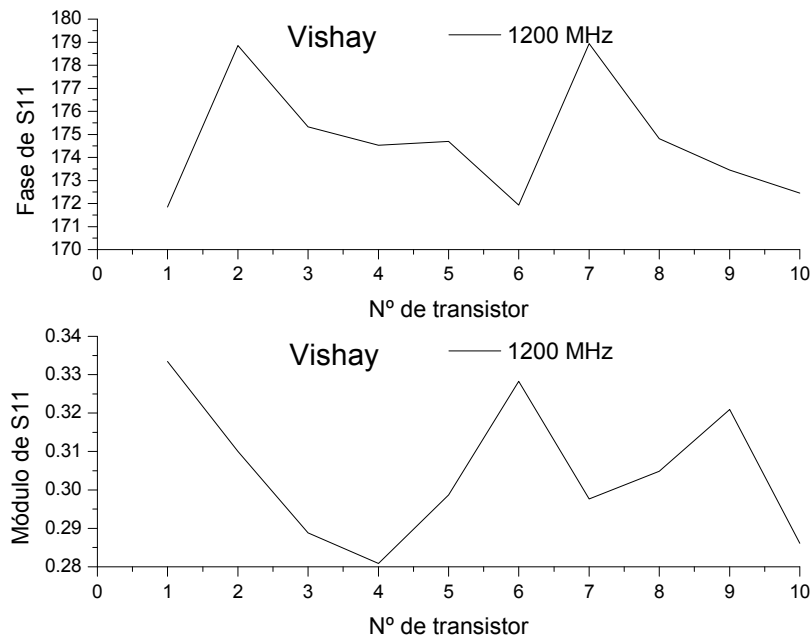




## S11 - 1200 MHz

<b>NXP - 1200 MHz</b>	<b>N</b>	<b>Media</b>	<b>Desviación Estándar</b>	<b>Mediana</b>	<b>Coefficiente de variación (%)</b>
Módulo de S11	10	0.2984	0.01363	0.29544	4.57
Fase de S11	10	170.62893	1.30457	170.92885	0.76
<b>Infineon - 1200 MHz</b>	<b>N</b>	<b>Media</b>	<b>Desviación Estándar</b>	<b>Mediana</b>	<b>Coefficiente de variación (%)</b>
Módulo de S11	10	0.29781	0.01609	0.29837	5.40
Fase de S11	10	163.88992	1.93432	164.24562	1.18
<b>Vishay - 1200 MHz</b>	<b>N</b>	<b>Media</b>	<b>Desviación Estándar</b>	<b>Mediana</b>	<b>Coefficiente de variación (%)</b>
Módulo de S11	10	0.30498	0.01803	0.30179	5.91
Fase de S11	10	174.68304	2.53704	174.61211	1.45

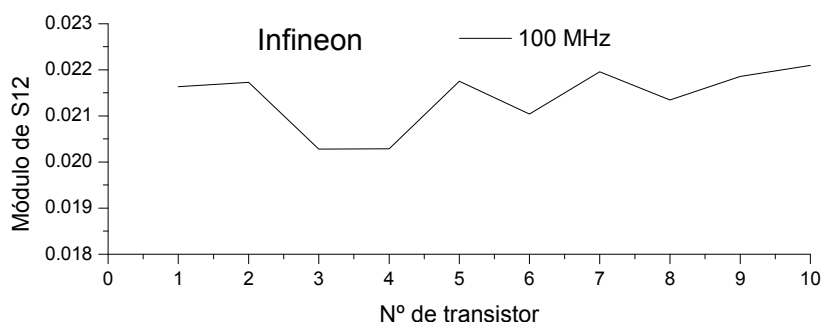
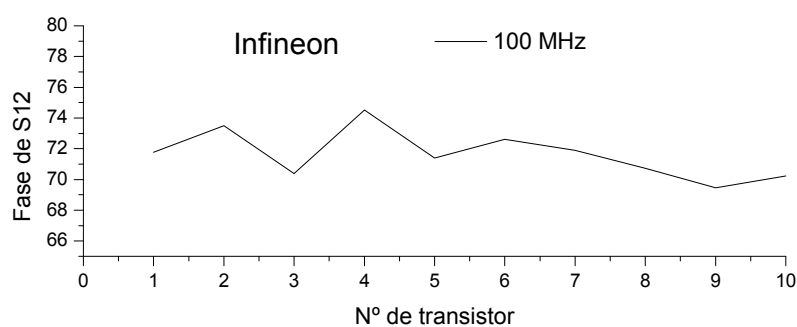
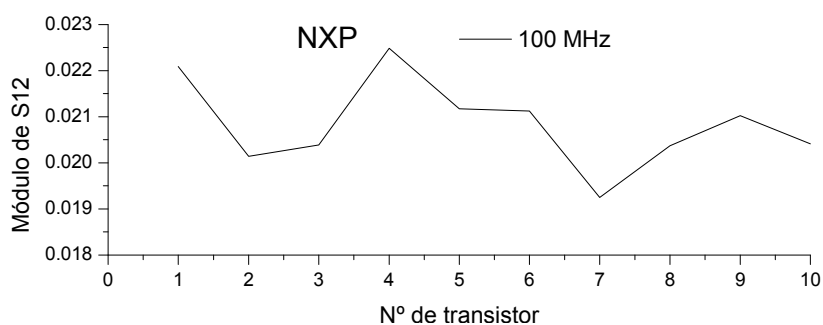
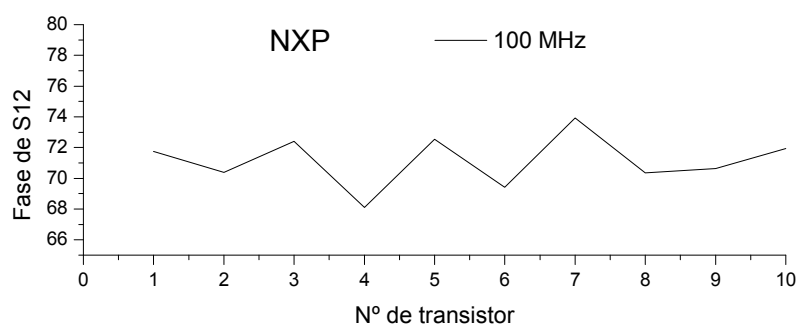


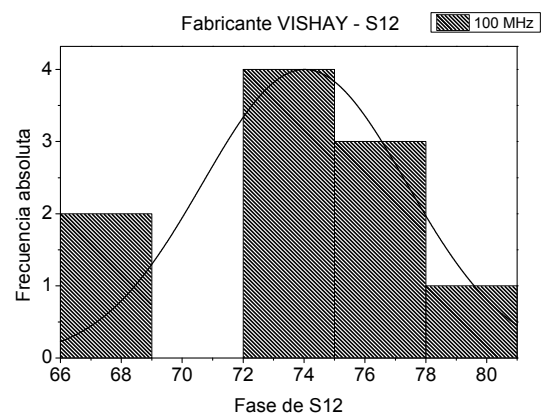
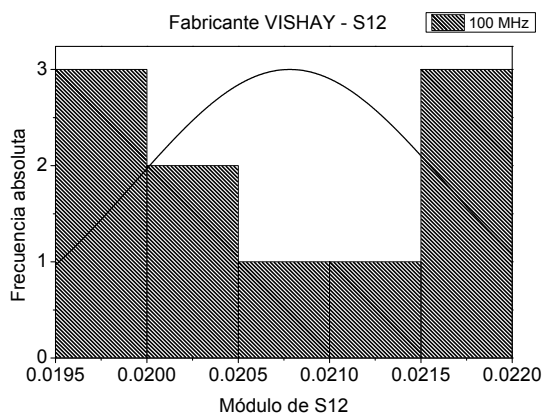
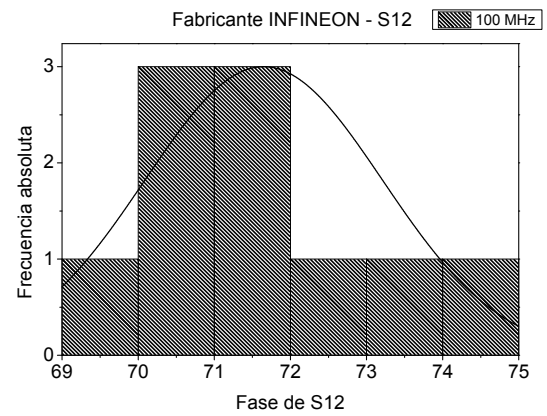
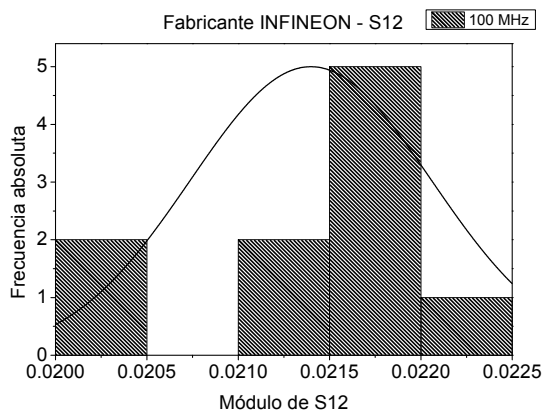
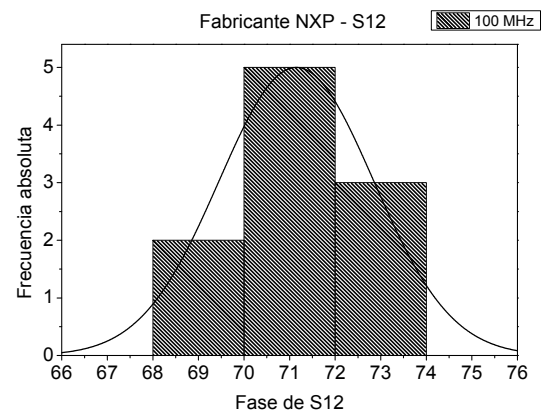
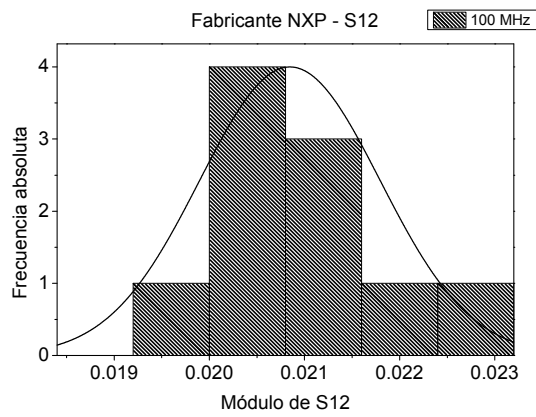
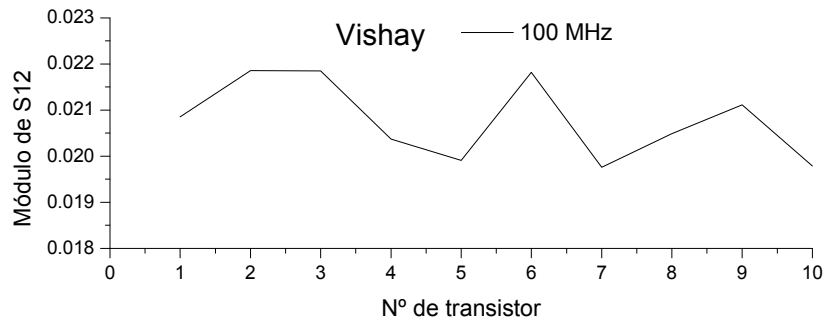
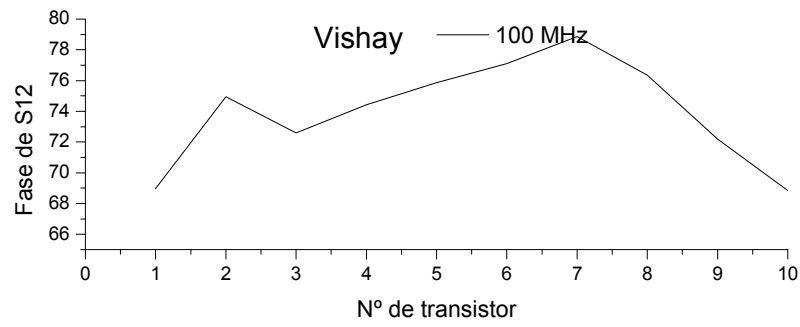




## S12 - 100 MHz

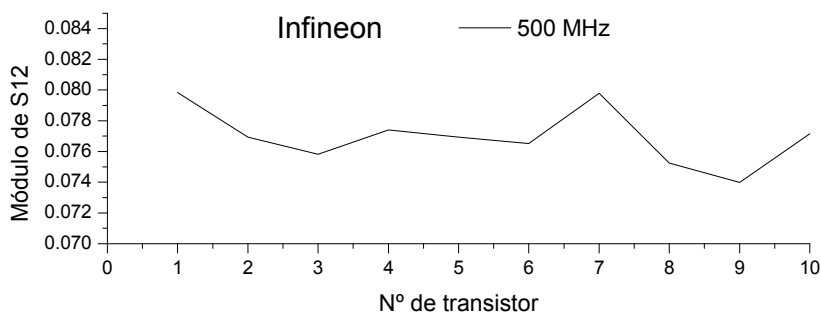
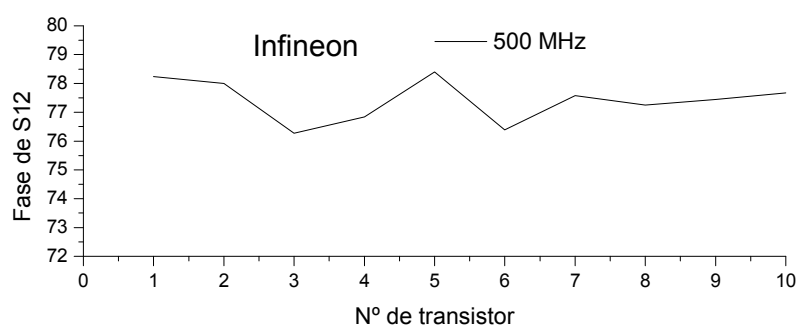
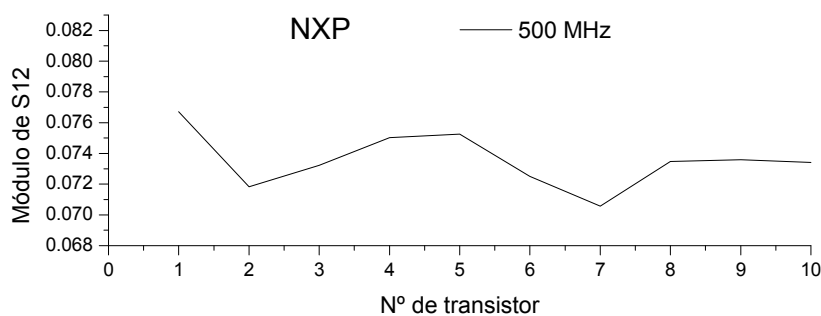
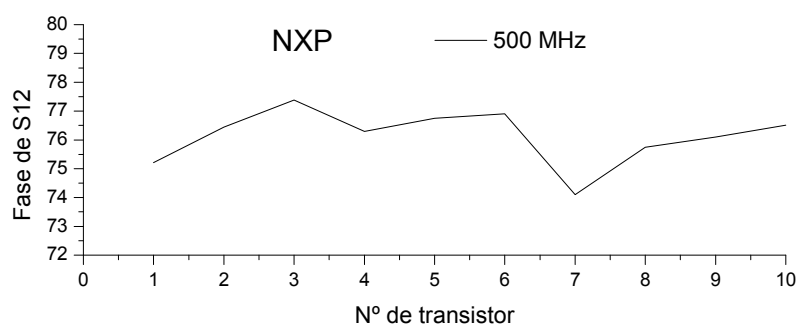
NXP - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S12	10	0.02085	9.48E-04	0.02072	4.55
Fase de S12	10	71.14835	1.69605	71.19409	2.38
Infineon - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S12	10	0.0214	6.60E-04	0.02168	3.08
Fase de S12	10	71.64933	1.56128	71.58423	2.18
Vishay - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S12	10	0.02078	8.52E-04	0.02068	4.10
Fase de S12	10	74.0172	3.34565	74.692	4.52

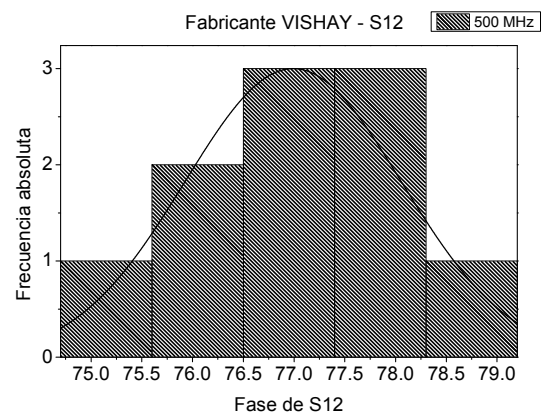
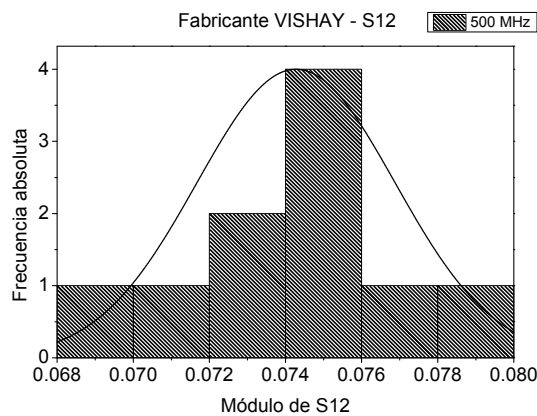
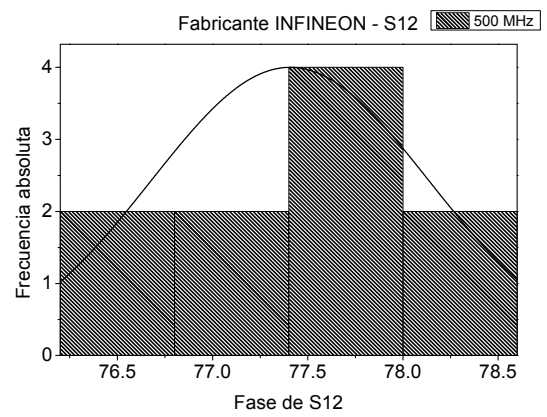
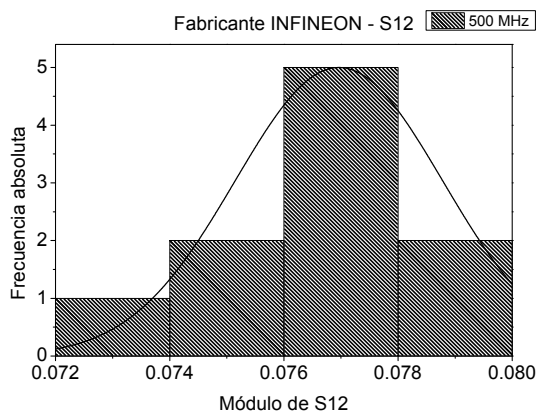
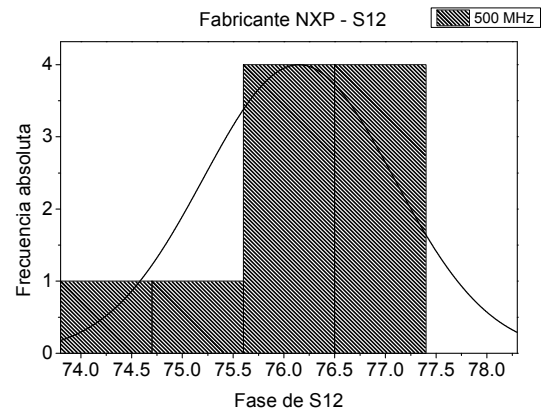
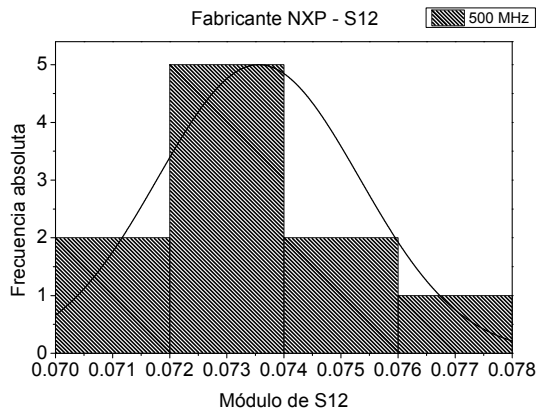
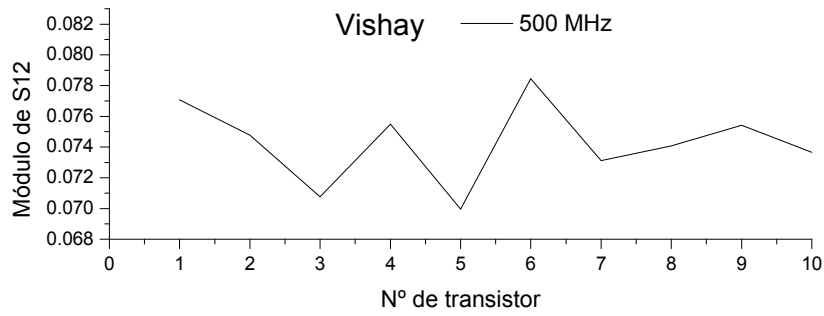
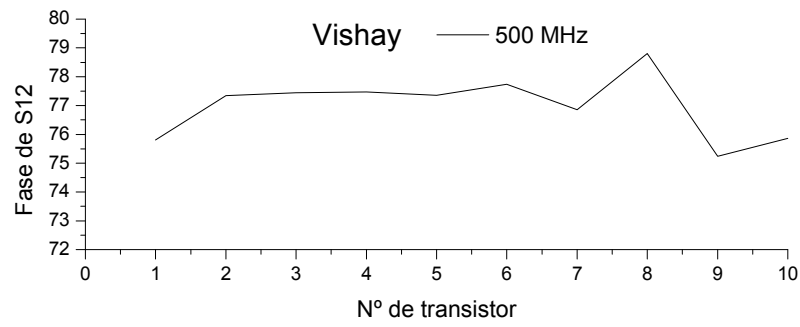




## S12 - 500 MHz

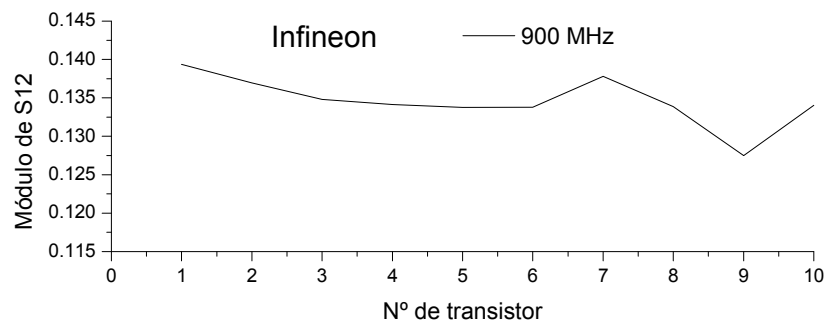
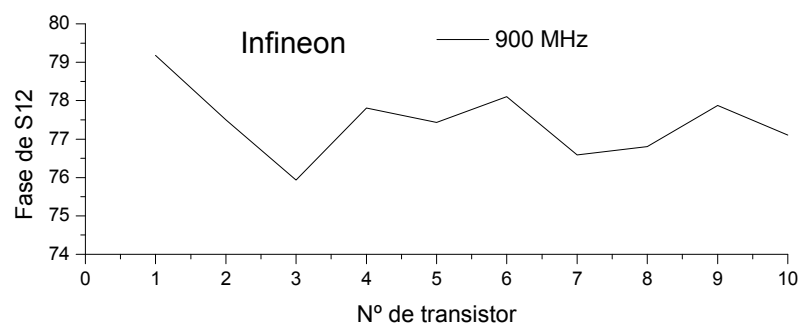
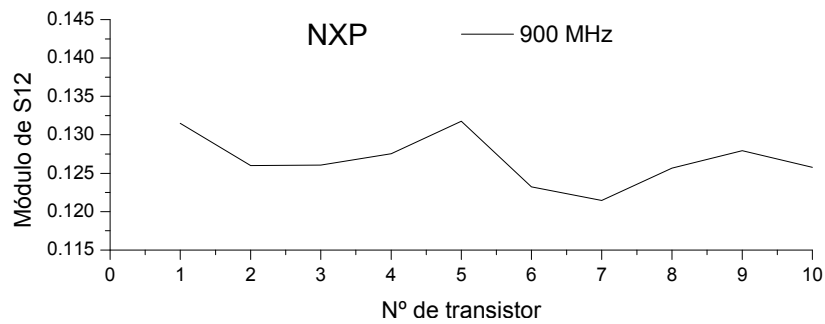
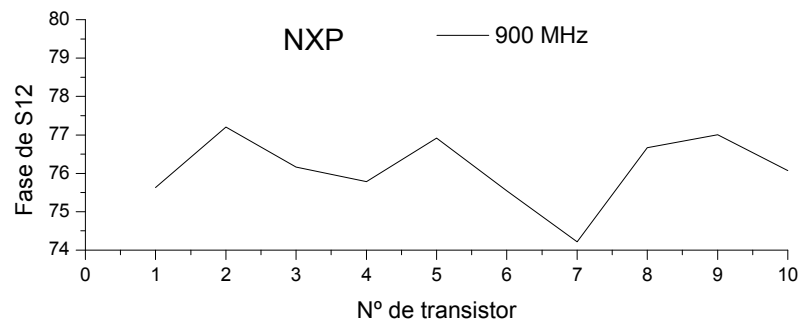
NXP - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S12	10	0.07356	0.00177	0.07344	2.41
Fase de S12	10	76.14594	0.93905	76.37192	1.23
Infineon - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S12	10	0.07696	0.00182	0.07693	2.36
Fase de S12	10	77.40658	0.72988	77.51071	0.94
Vishay - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S12	10	0.07428	0.0026	0.07442	3.50
Fase de S12	10	76.99105	1.06867	77.35115	1.39

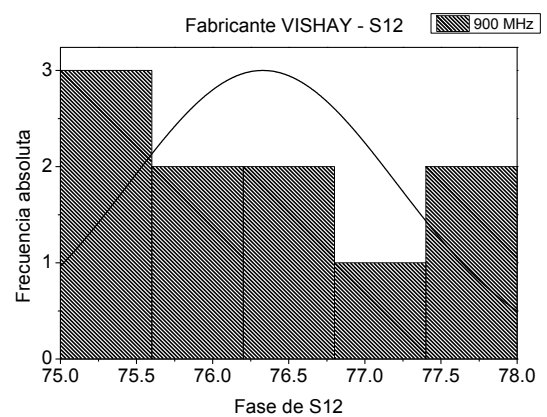
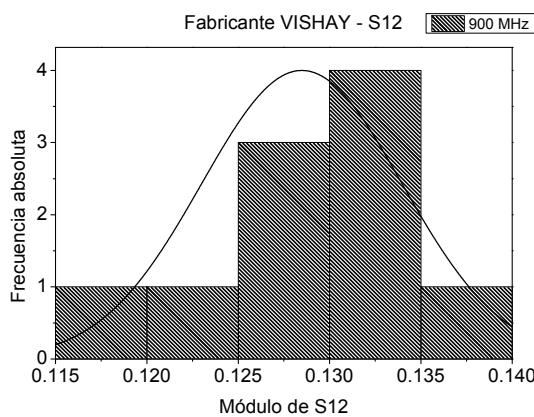
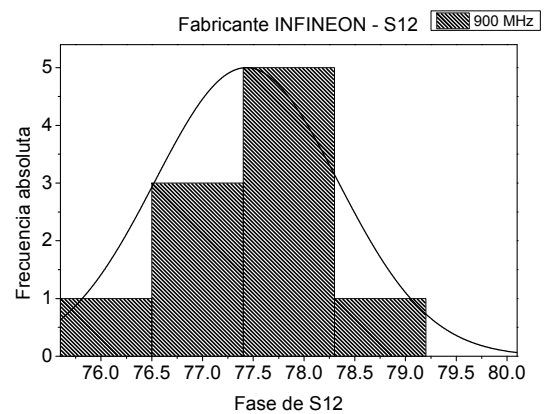
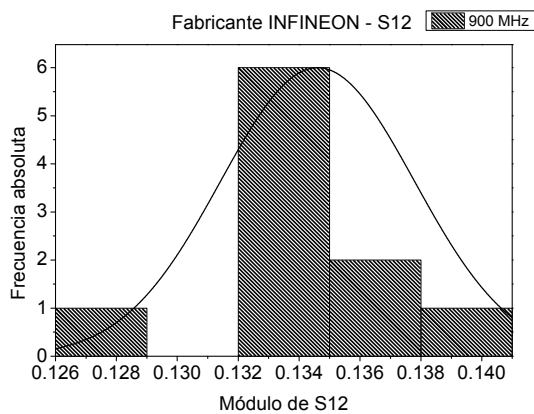
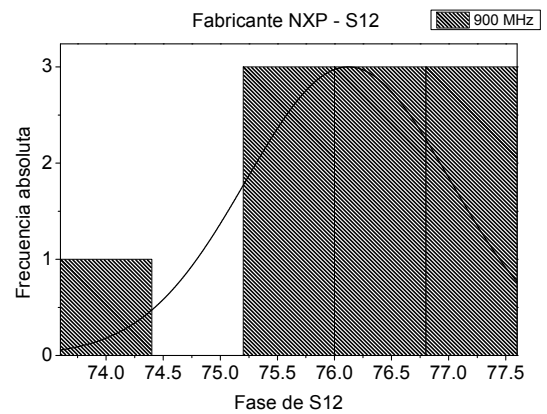
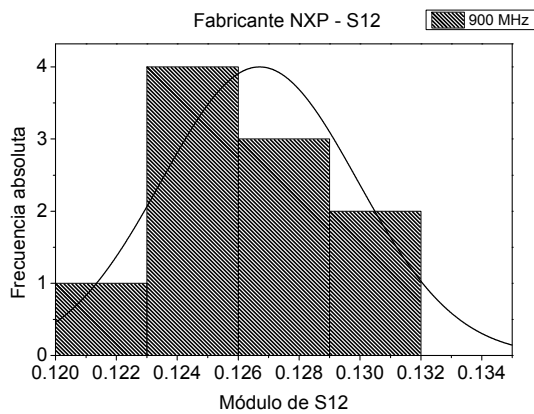
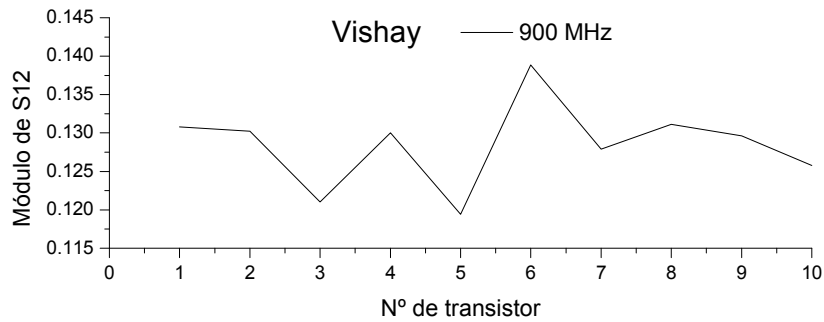
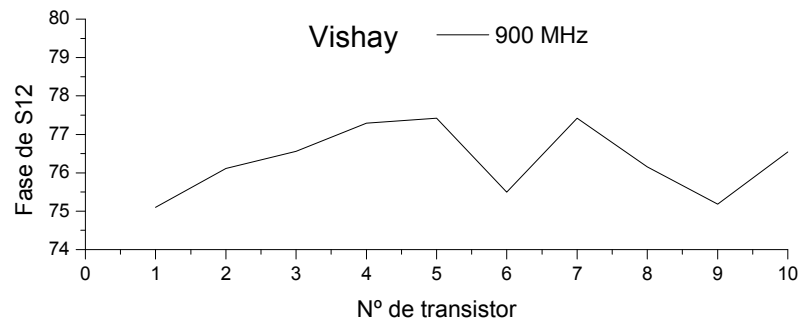




## S12 - 900 MHz

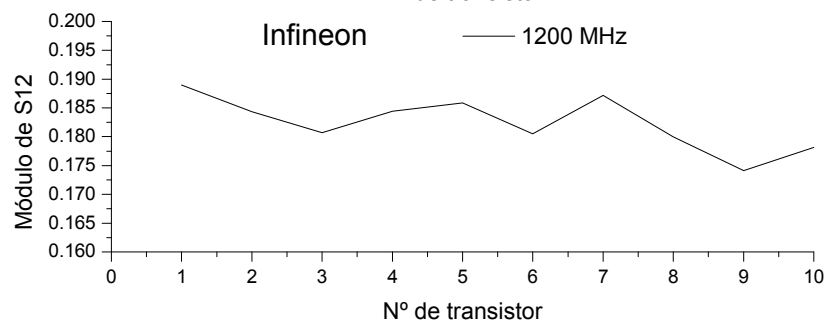
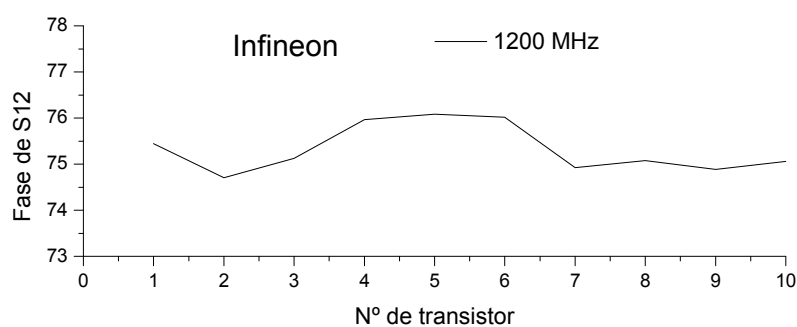
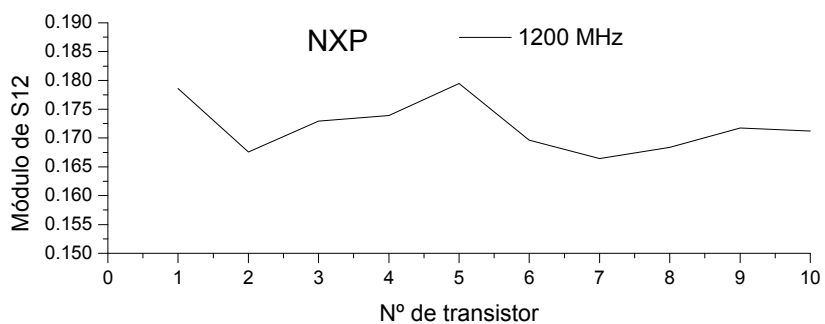
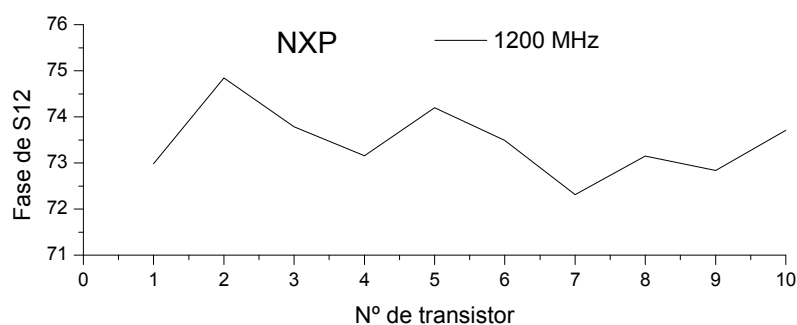
NXP - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S12	10	0.1267	0.00322	0.12603	2.54
Fase de S12	10	76.12	0.89441	76.11491	1.18
Infineon - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S12	10	0.1346	0.00318	0.13409	2.36
Fase de S12	10	77.43231	0.90132	77.46795	1.16
Vishay - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S12	10	0.12848	0.00549	0.12981	4.27
Fase de S12	10	76.32914	0.8819	76.35262	1.16

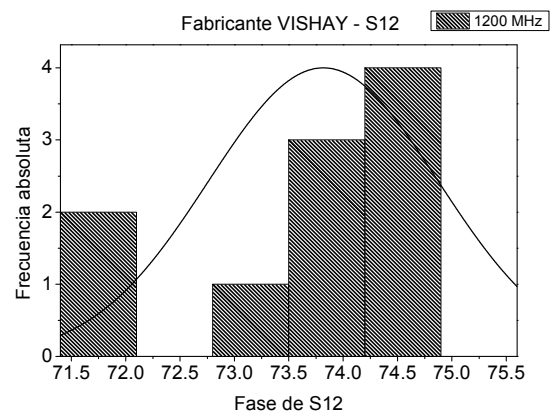
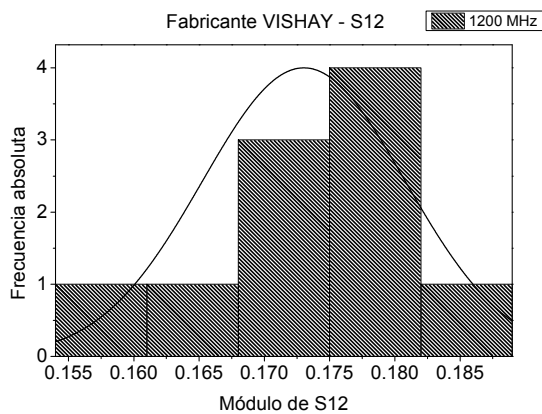
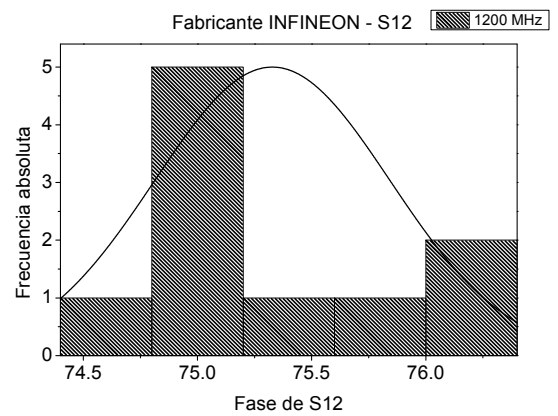
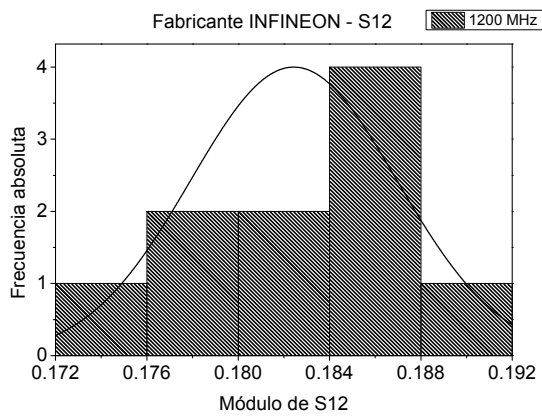
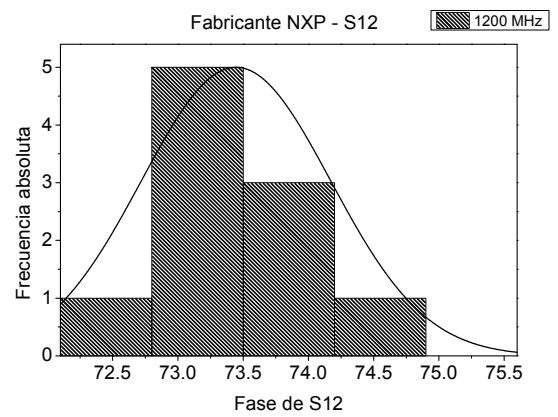
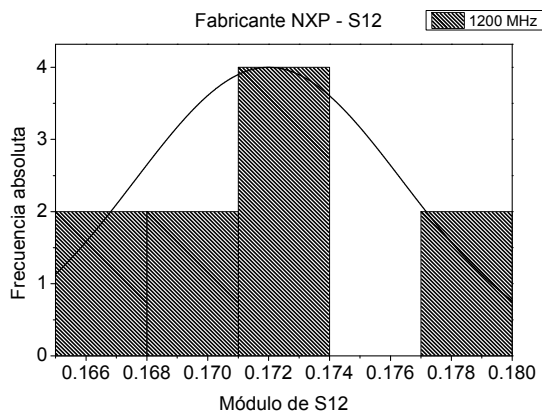
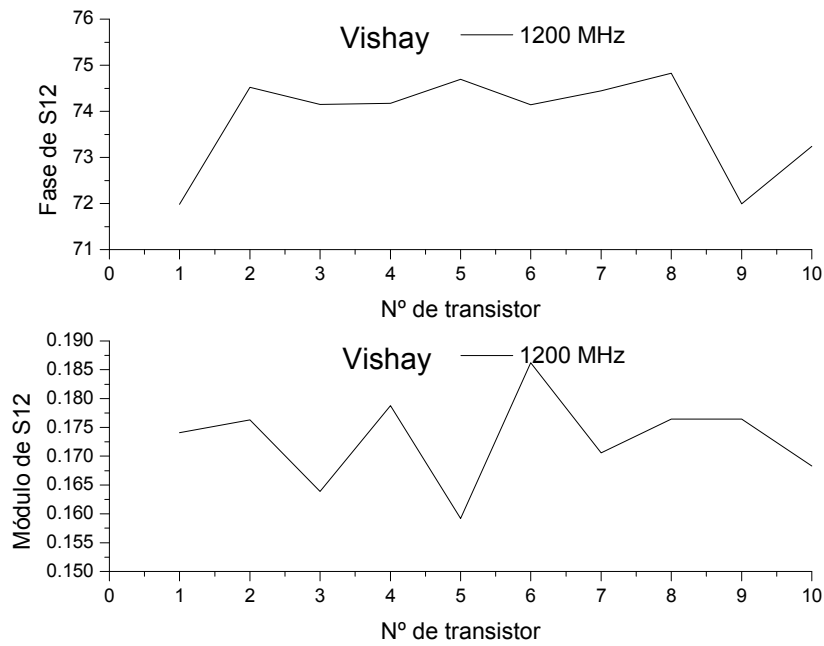




## S12 - 1200 MHz

NXP - 1200 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S12	10	0.17199	0.0044	0.1715	2.56
Fase de S12	10	73.44545	0.72557	73.32133	0.99
Infineon - 1200 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S12	10	0.18243	0.00452	0.18253	2.48
Fase de S12	10	75.32792	0.51529	75.10033	0.68
Vishay - 1200 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S12	10	0.17303	0.00778	0.17519	4.50
Fase de S12	10	73.8174	1.05746	74.16079	1.43

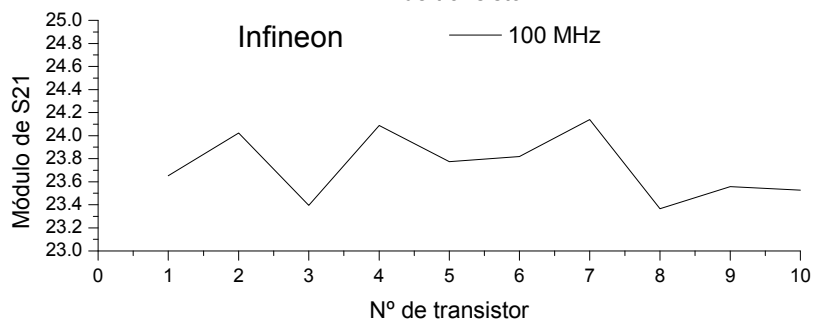
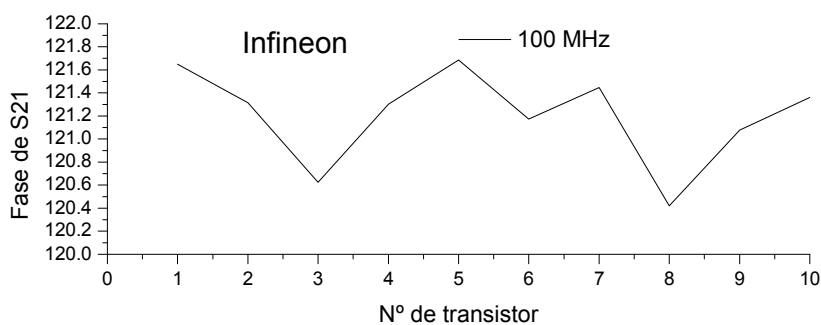
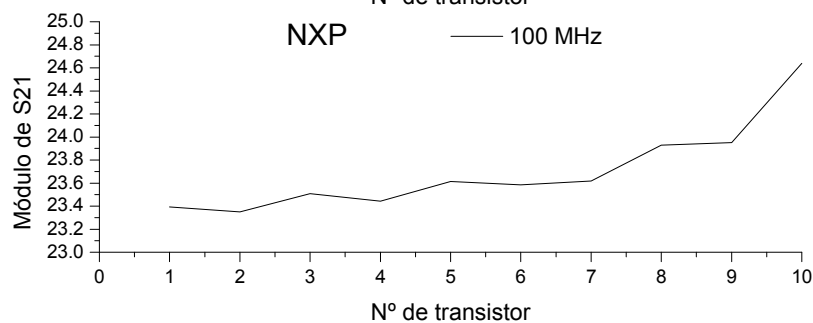
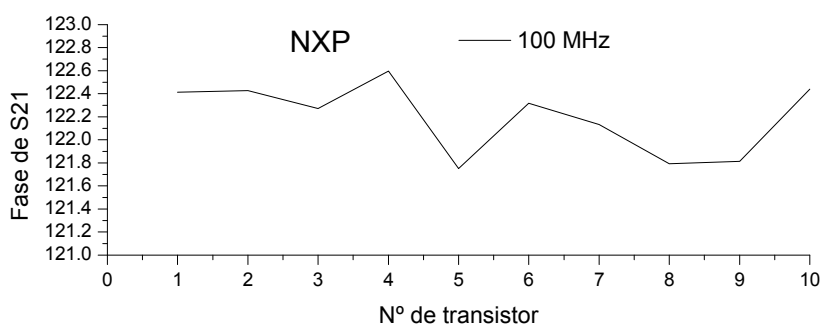


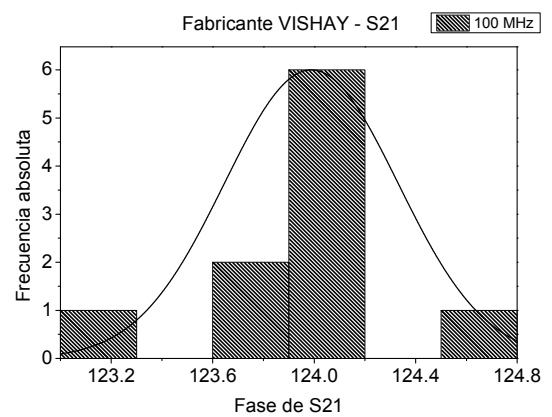
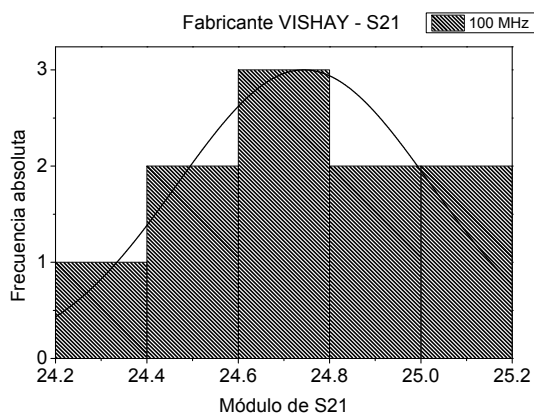
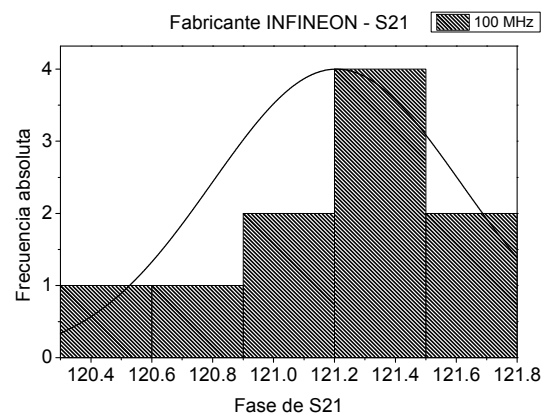
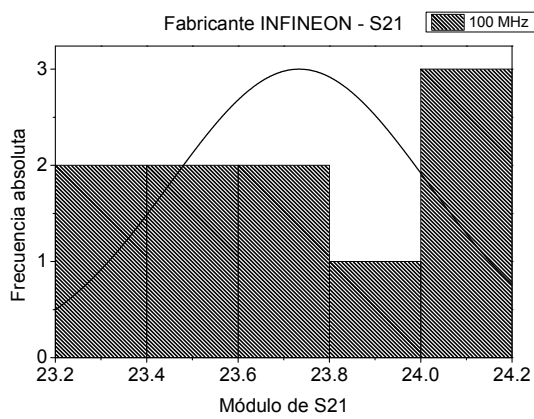
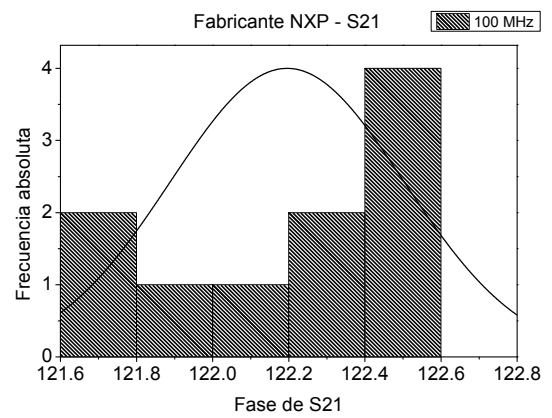
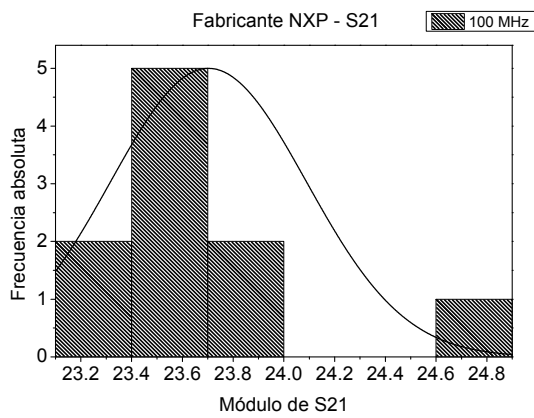
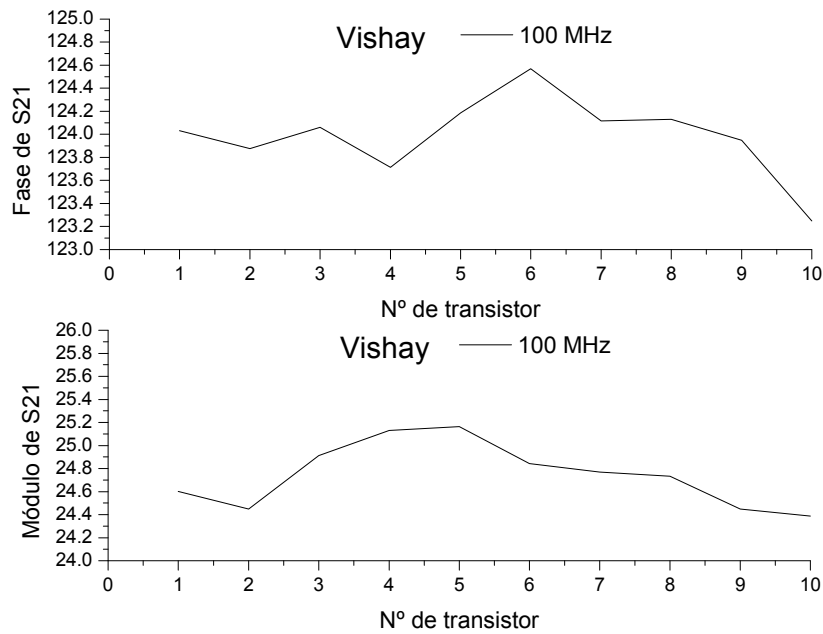




## S21 - 100 MHz

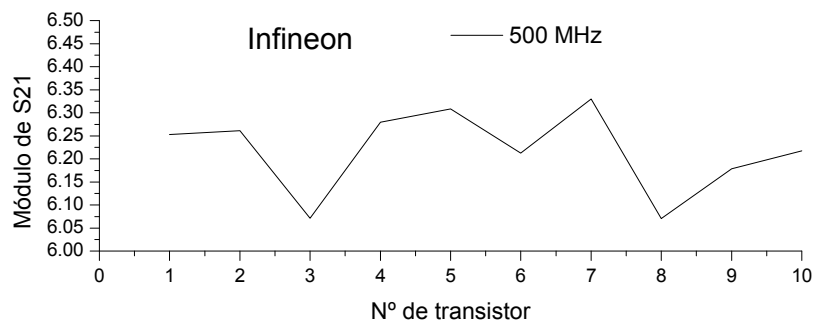
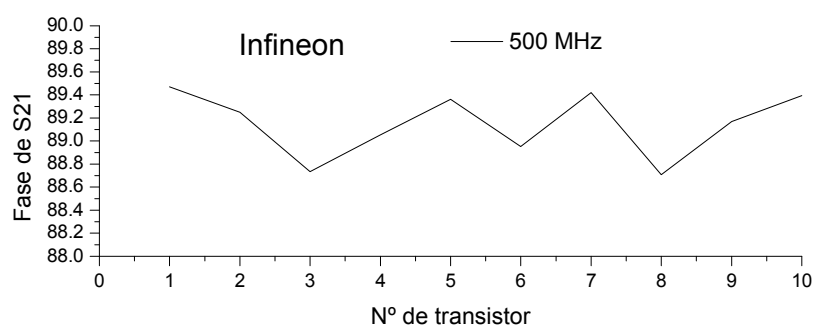
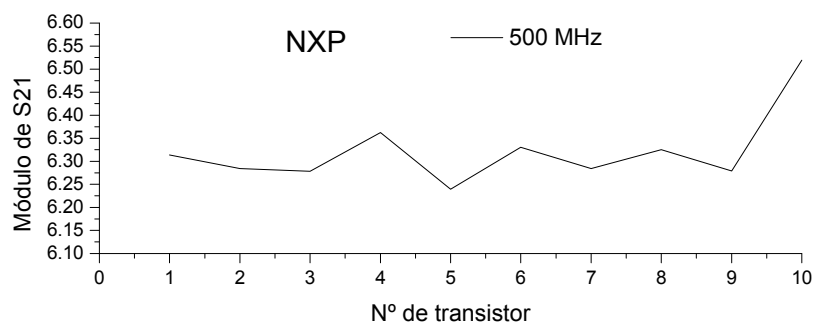
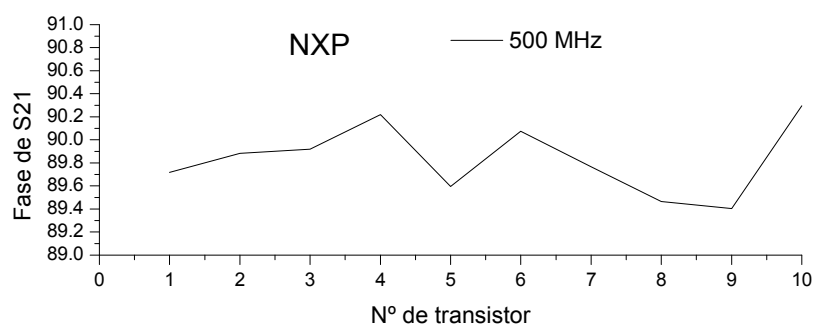
NXP - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S21	10	23.70274	0.3863	23.59978	1.63
Fase de S21	10	122.1957	0.30734	122.29423	0.25
Infineon - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S21	10	23.73382	0.28147	23.71271	1.19
Fase de S21	10	121.20619	0.40795	121.30915	0.34
Vishay - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S21	10	24.74379	0.27618	24.75066	1.12
Fase de S21	10	123.98846	0.34243	124.04645	0.28

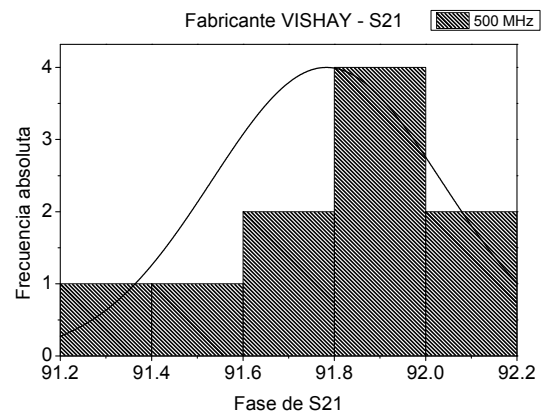
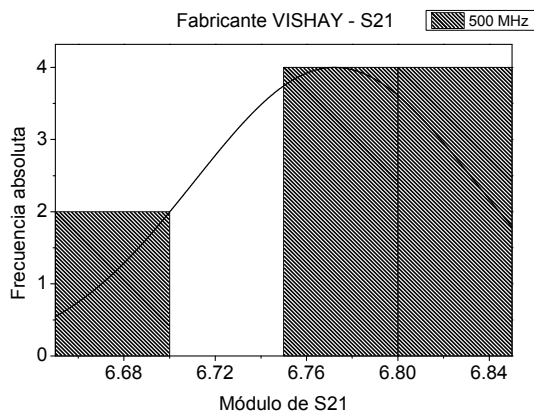
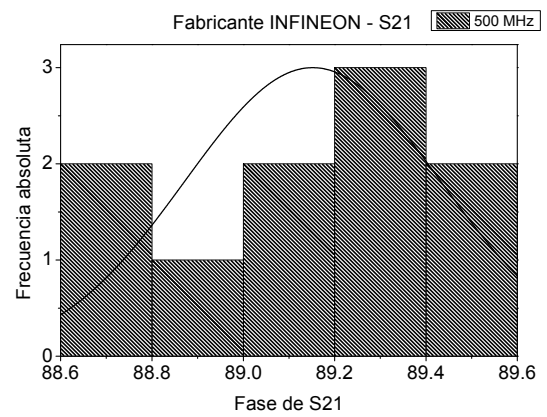
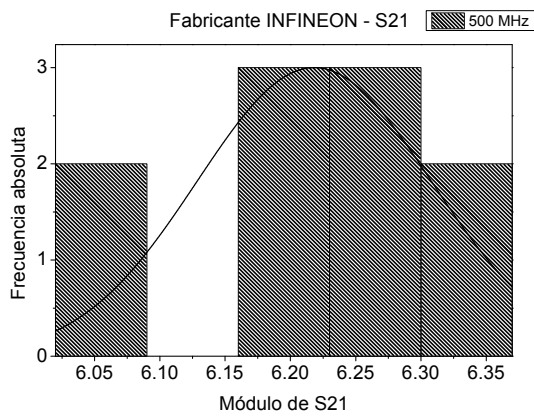
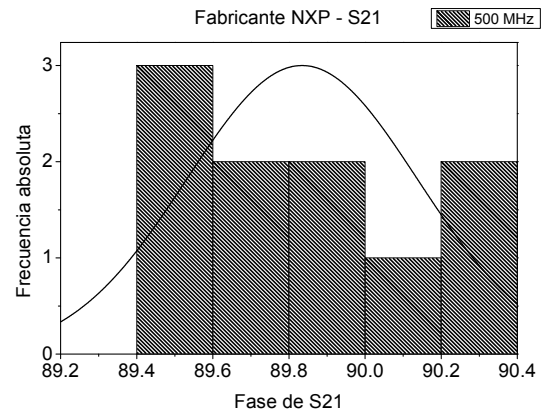
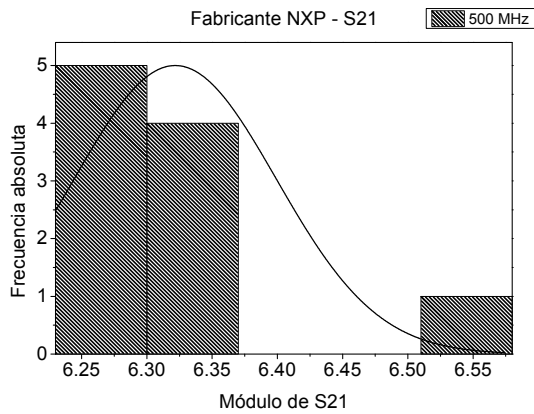
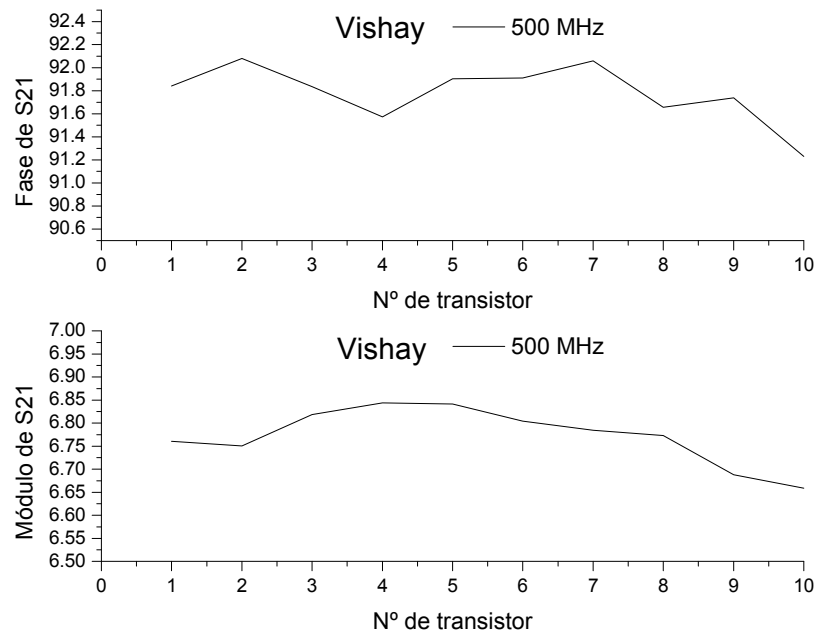




## S21 - 500 MHz

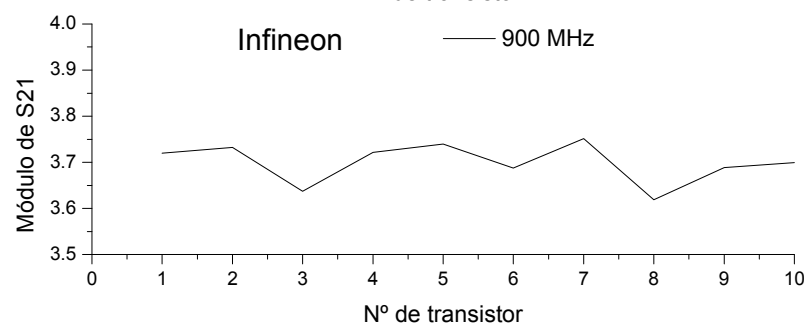
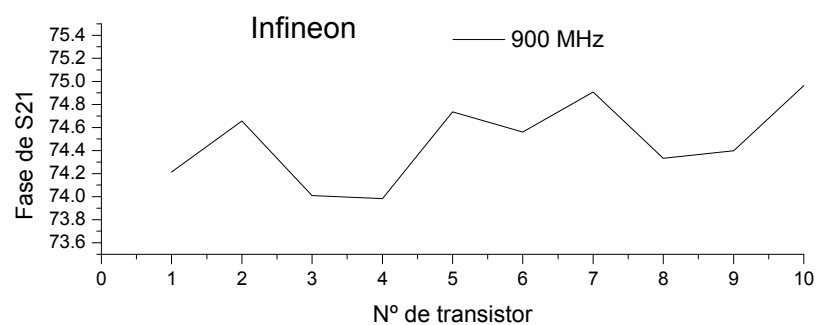
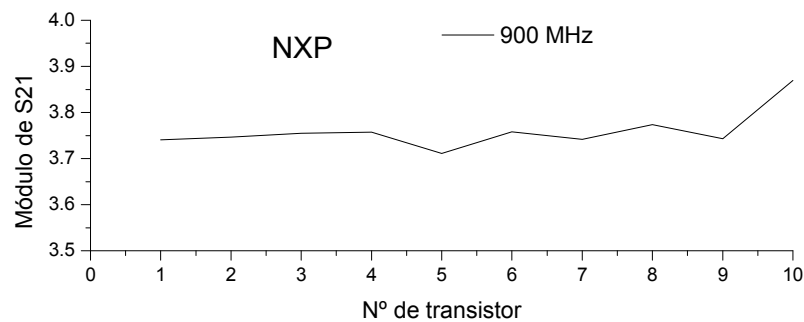
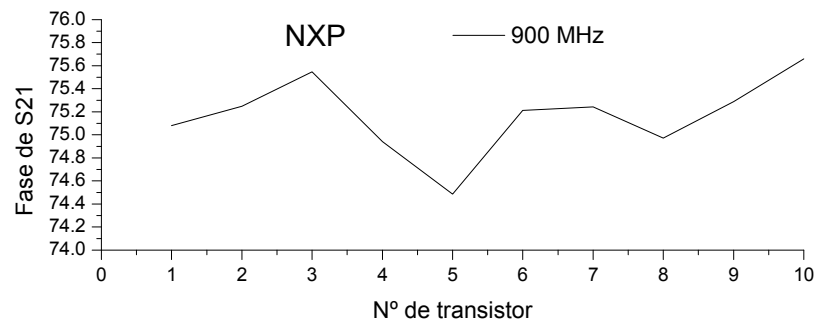
NXP - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S21	10	6.32173	0.07748	6.29909	1.23
Fase de S21	10	89.83438	0.30285	89.82471	0.34
Infineon - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S21	10	6.21826	0.08971	6.23503	1.44
Fase de S21	10	89.15195	0.28005	89.21021	0.31
Vishay - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S21	10	6.77226	0.06125	6.77892	0.90
Fase de S21	10	91.78277	0.25159	91.83893	0.27

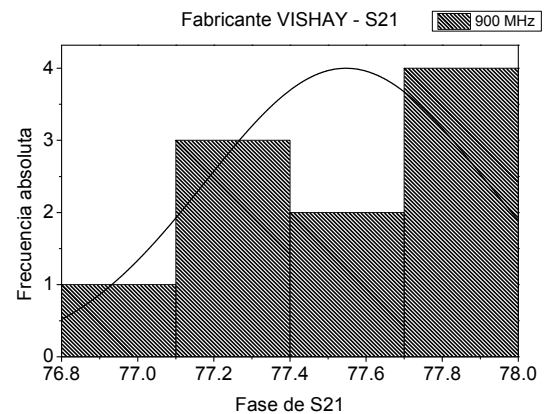
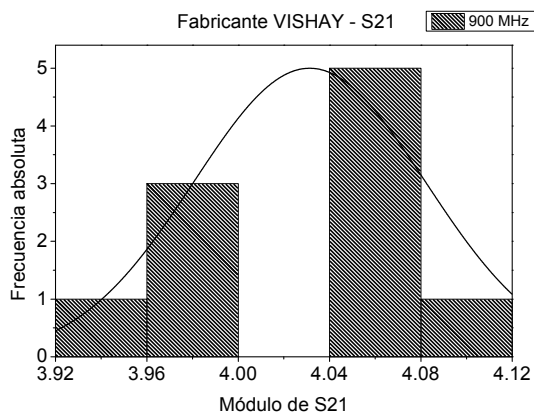
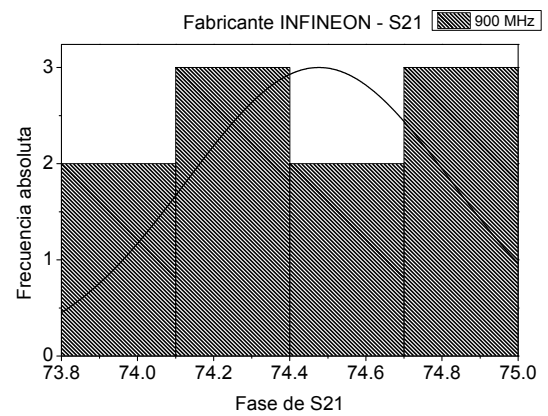
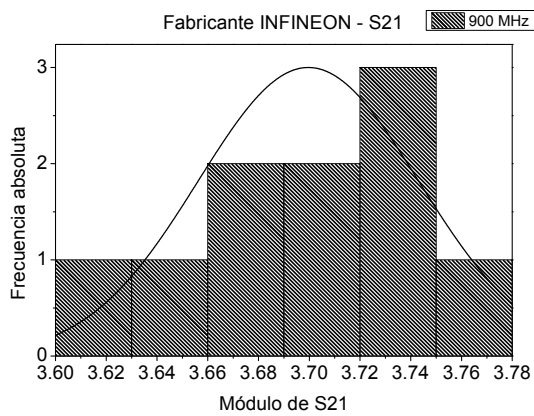
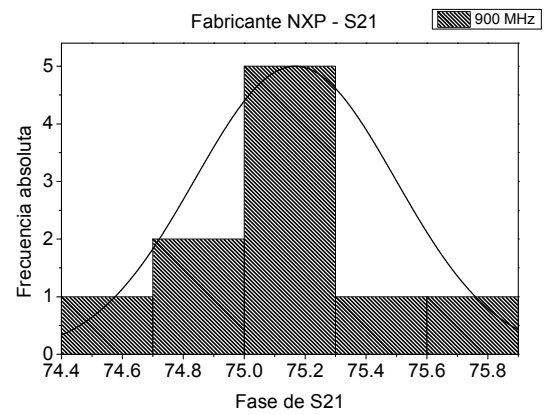
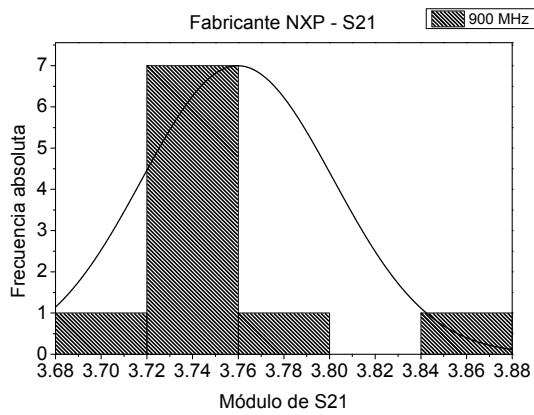
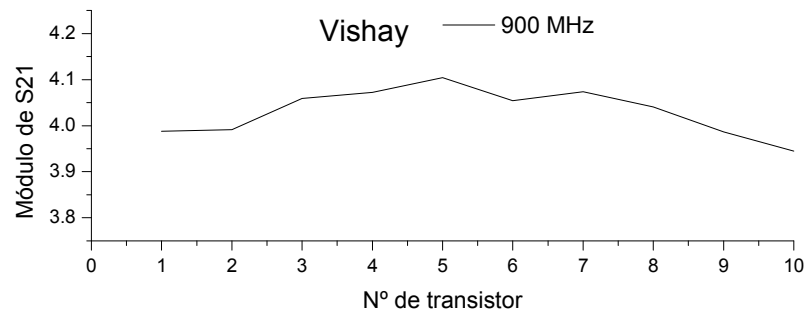
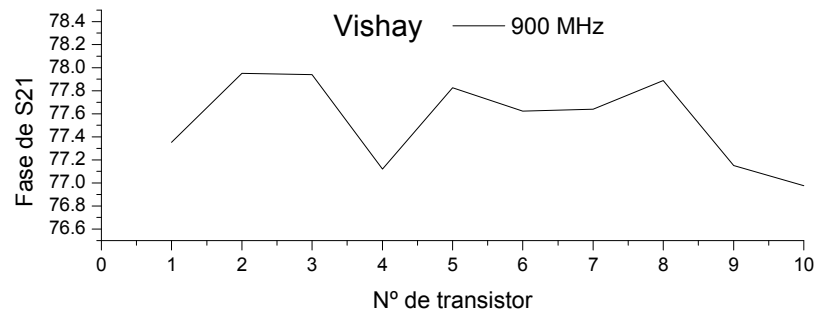




## S21 - 900 MHz

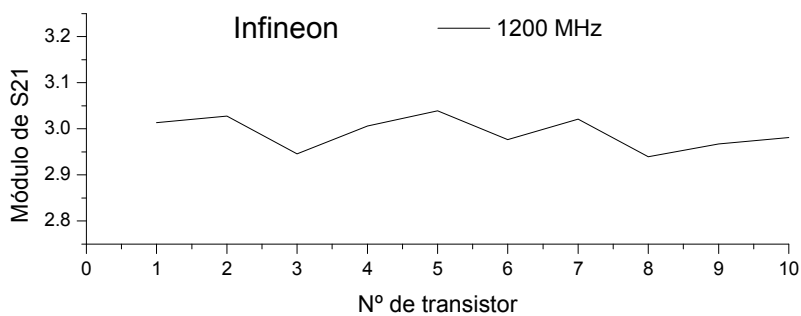
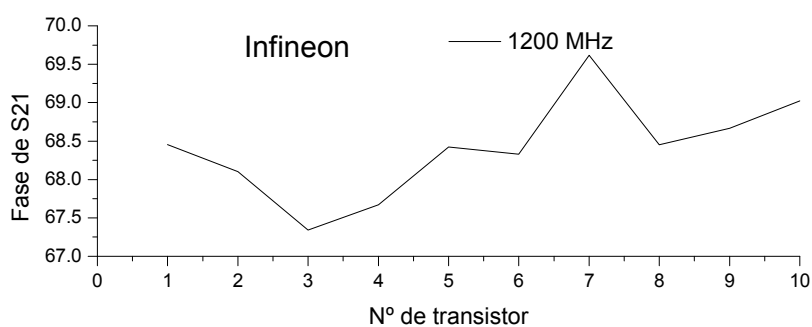
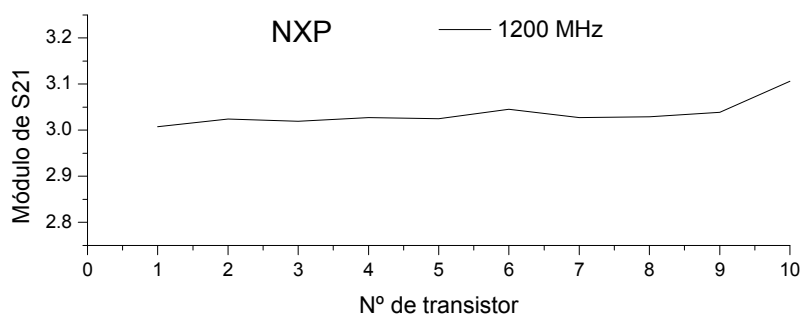
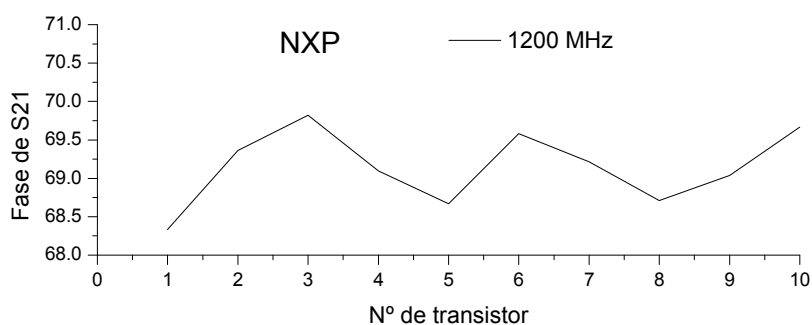
NXP - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S21	10	3.75975	0.0419	3.75109	1.11
Fase de S21	10	75.16754	0.32972	75.2267	0.44
Infineon - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S21	10	3.69964	0.04343	3.70967	1.17
Fase de S21	10	74.47645	0.34729	74.4789	0.47
Vishay - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S21	10	4.03127	0.05069	4.04722	1.26
Fase de S21	10	77.54725	0.36958	77.63178	0.48

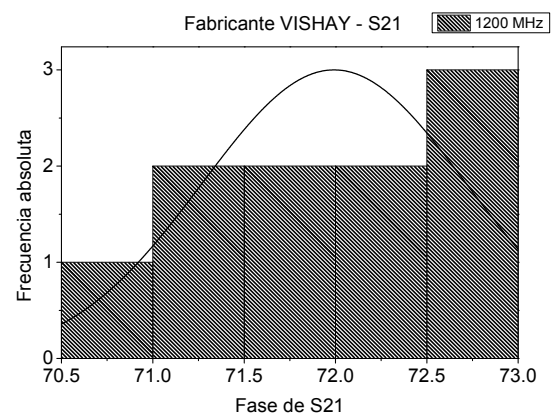
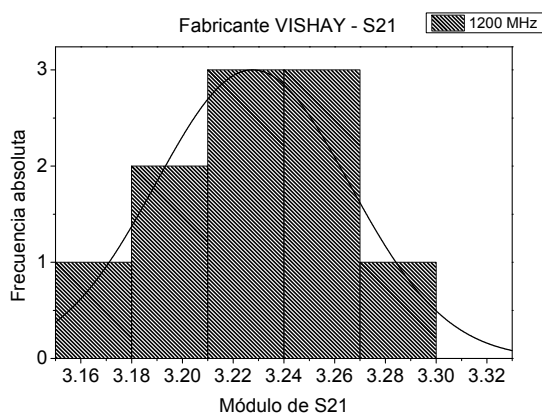
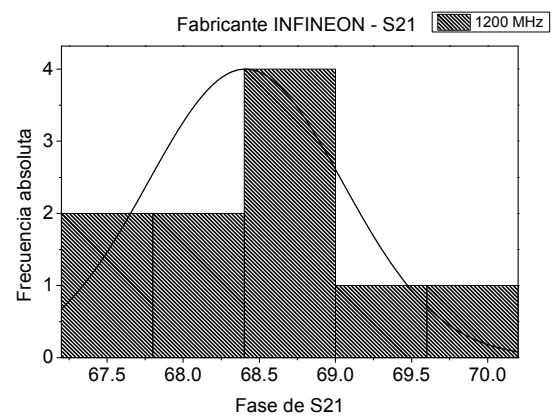
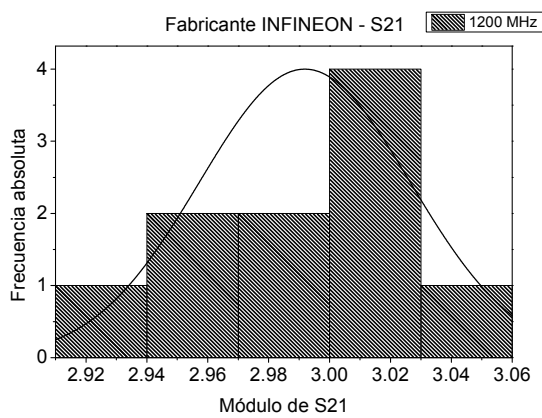
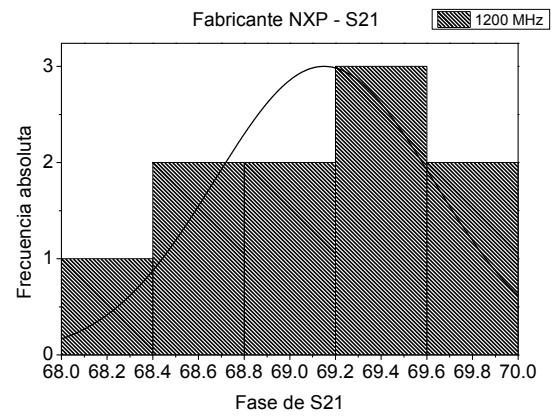
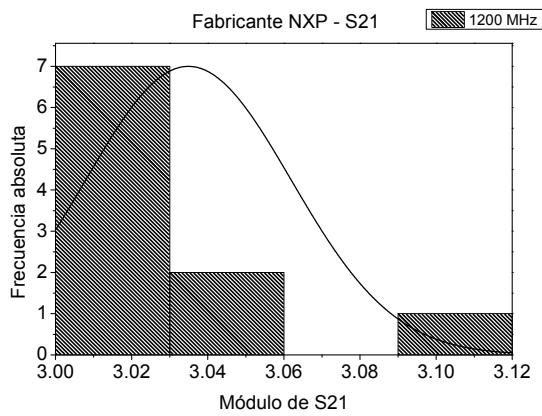
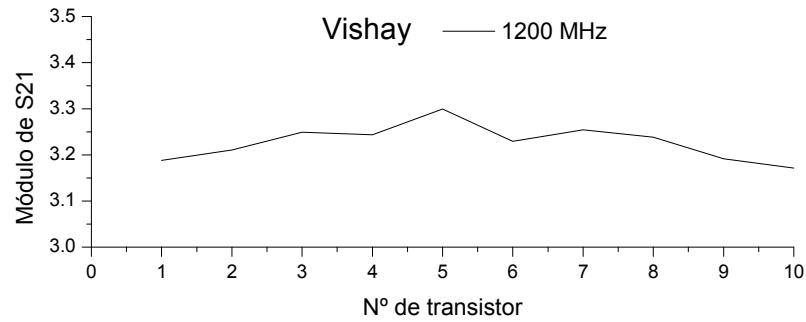
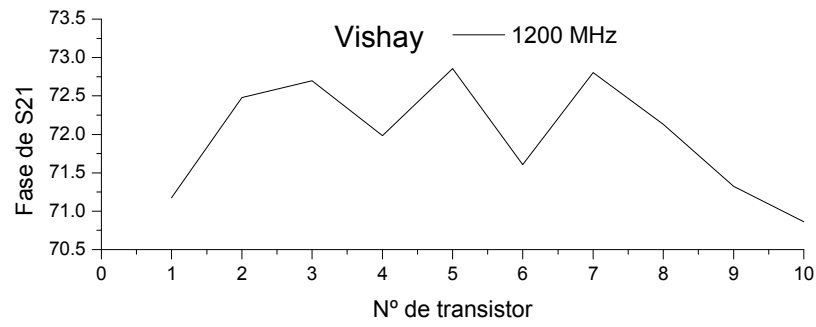




## S21 - 1200 MHz

<b>NXP - 1200 MHz</b>	<b>N</b>	<b>Media</b>	<b>Desviación Estándar</b>	<b>Mediana</b>	<b>Coeficiente de variación (%)</b>
Módulo de S21	10	3.03492	0.02698	3.02721	0.89
Fase de S21	10	69.14967	0.47778	69.15526	0.69
<b>Infineon - 1200 MHz</b>	<b>N</b>	<b>Media</b>	<b>Desviación Estándar</b>	<b>Mediana</b>	<b>Coeficiente de variación (%)</b>
Módulo de S21	10	2.99186	0.03471	2.99378	1.16
Fase de S21	10	68.40788	0.64026	68.43564	0.94
<b>Vishay - 1200 MHz</b>	<b>N</b>	<b>Media</b>	<b>Desviación Estándar</b>	<b>Mediana</b>	<b>Coeficiente de variación (%)</b>
Módulo de S21	10	3.22764	0.03811	3.23377	1.18
Fase de S21	10	71.99233	0.72271	72.05849	1.00

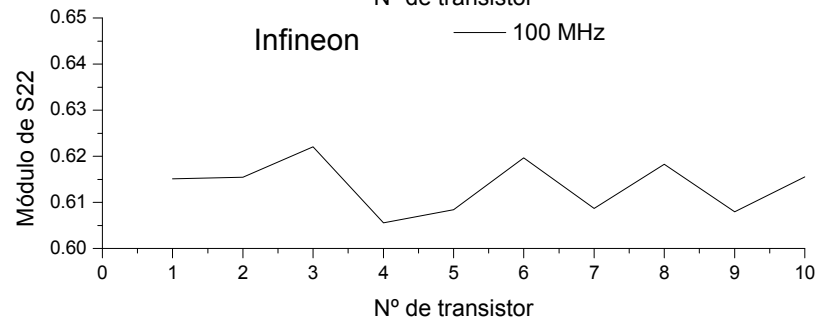
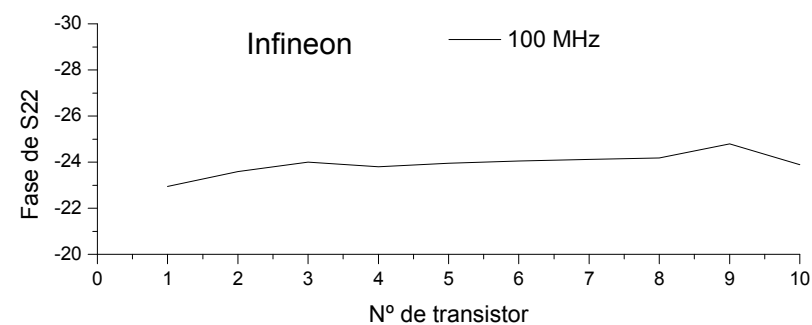
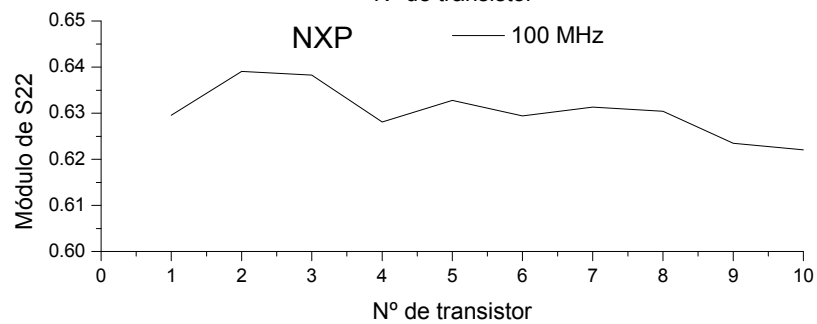
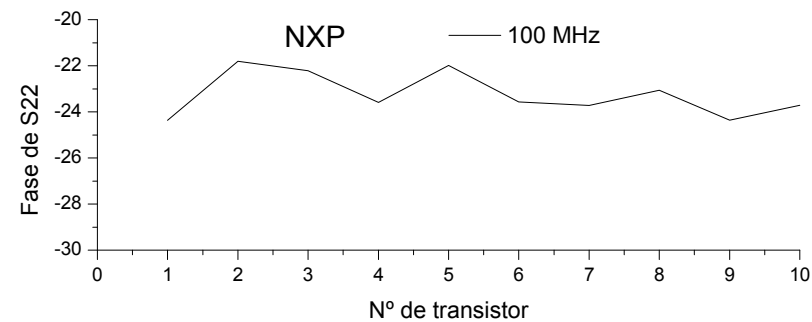


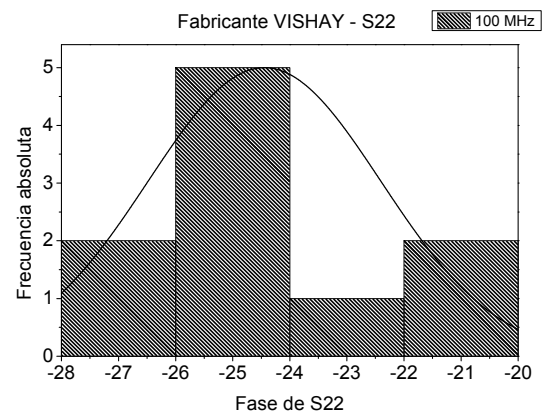
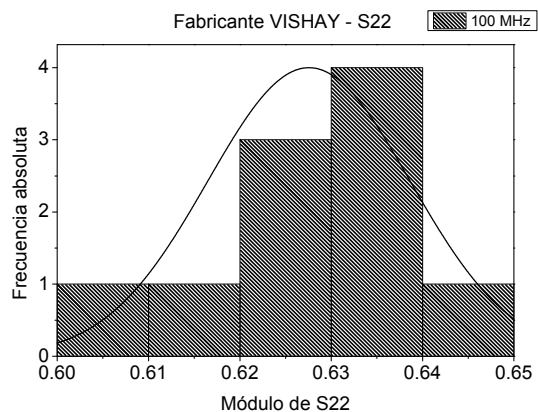
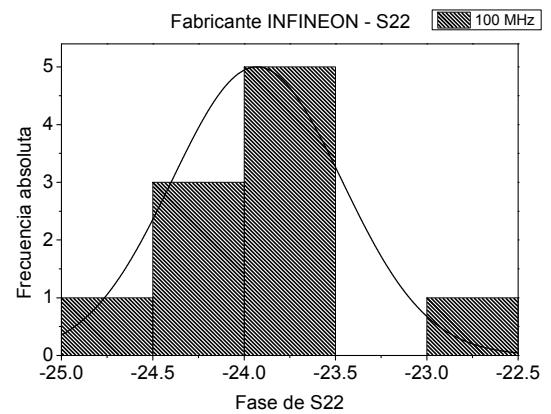
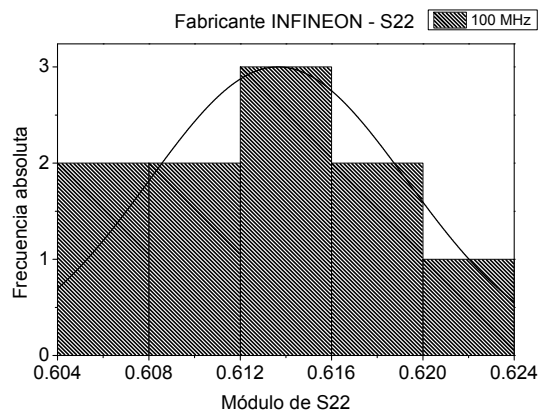
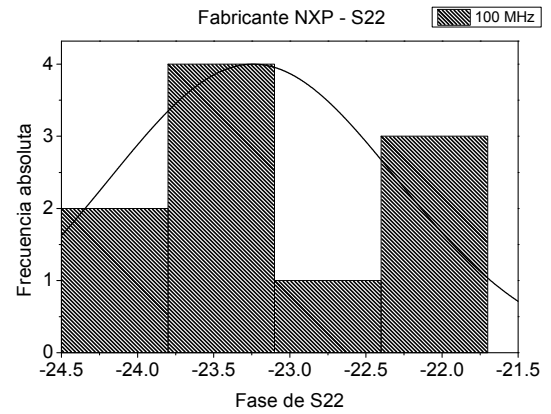
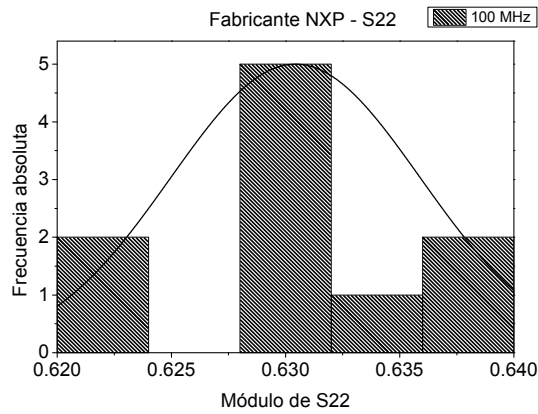
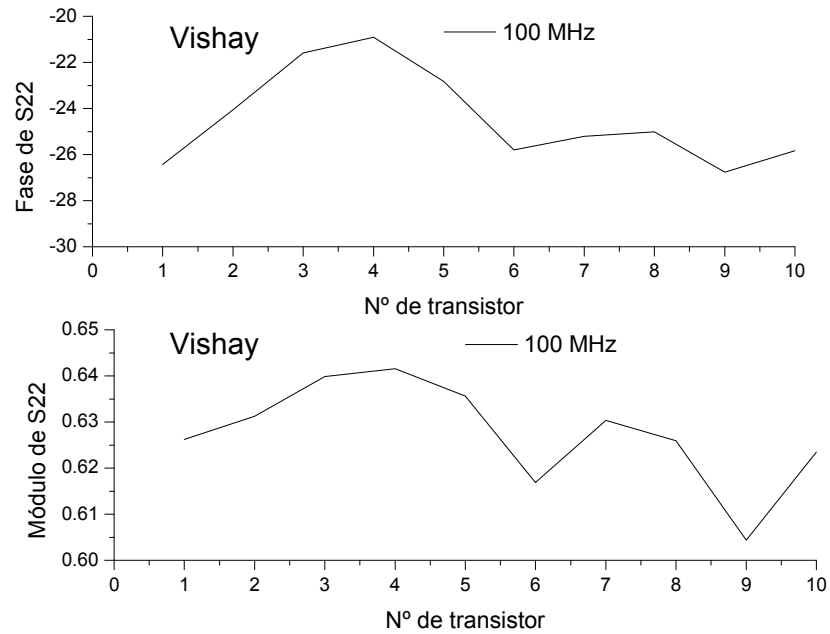




## S22 - 100 MHz

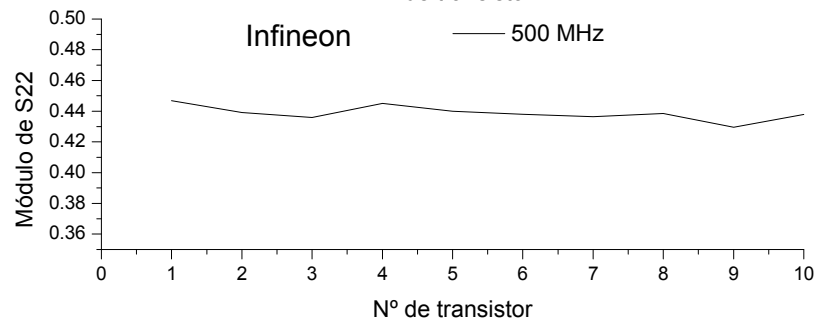
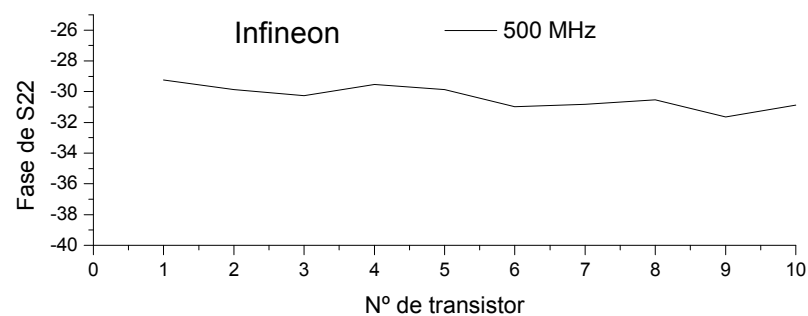
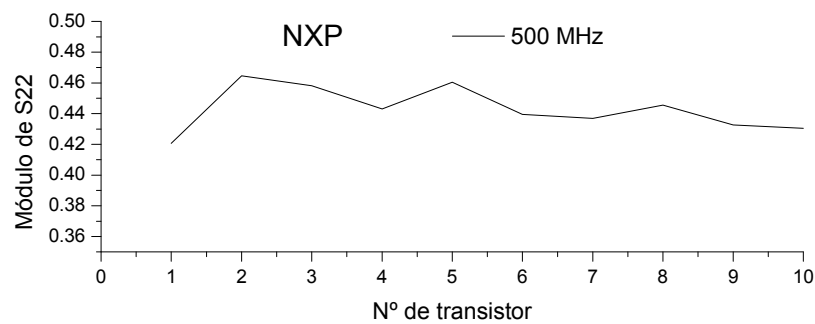
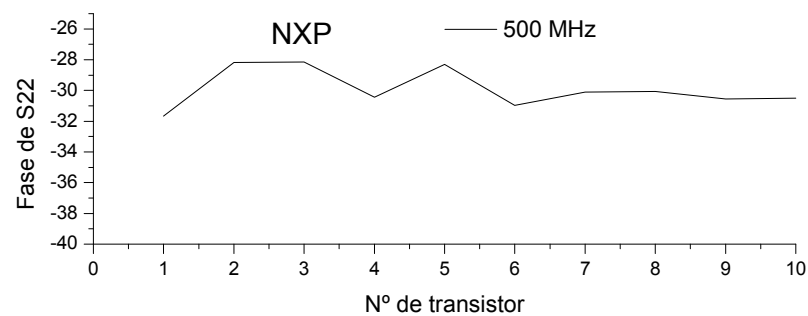
NXP - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coeficiente de variación (%)
Módulo de S22	10	0.63043	0.00546	0.62997	0.87
Fase de S22	10	-23.24143	0.93697	-23.58184	4.03
Infineon - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coeficiente de variación (%)
Módulo de S22	10	0.61366	0.00564	0.61529	0.92
Fase de S22	10	-23.9299	0.46498	-23.97476	1.94
Vishay - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coeficiente de variación (%)
Módulo de S22	10	0.62756	0.01108	0.62829	1.77
Fase de S22	10	-24.44362	2.03836	-25.11536	8.34

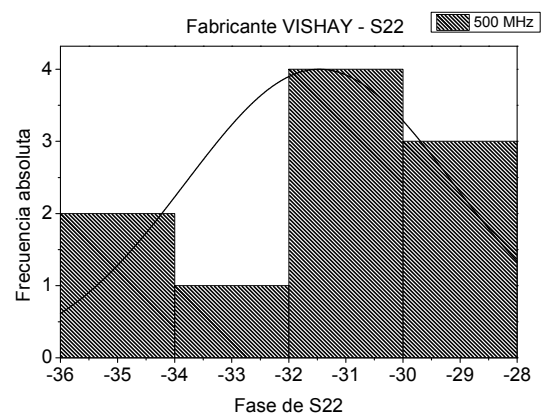
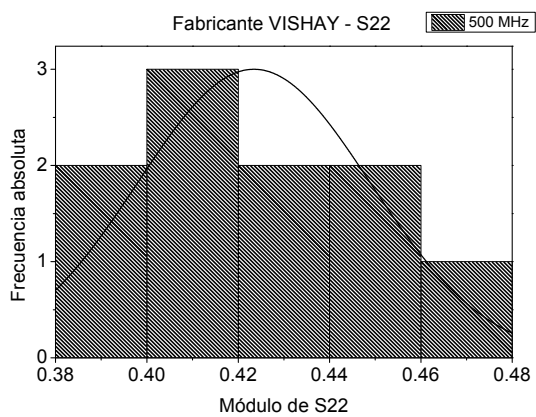
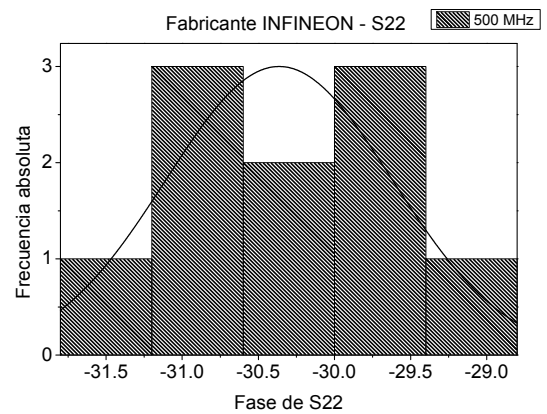
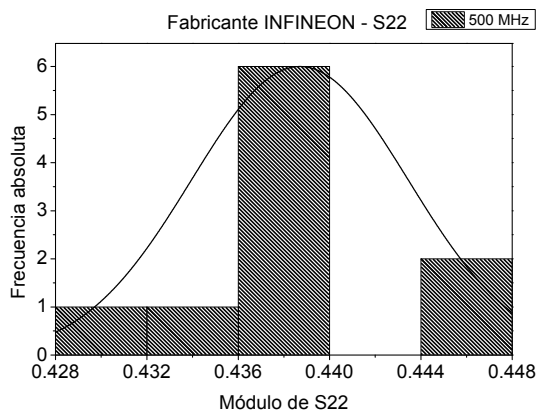
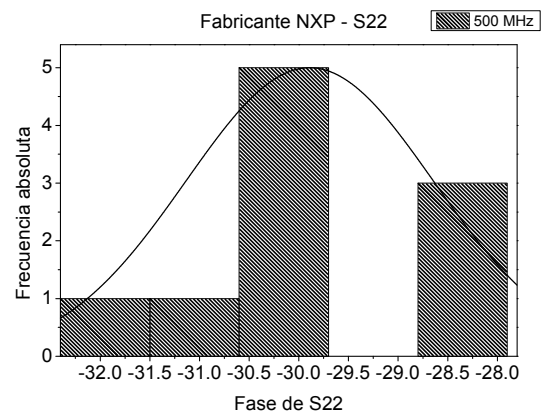
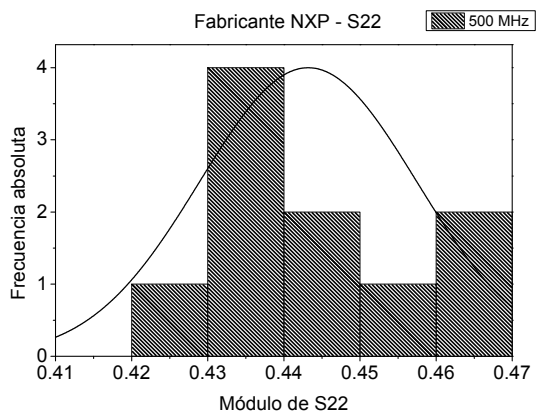
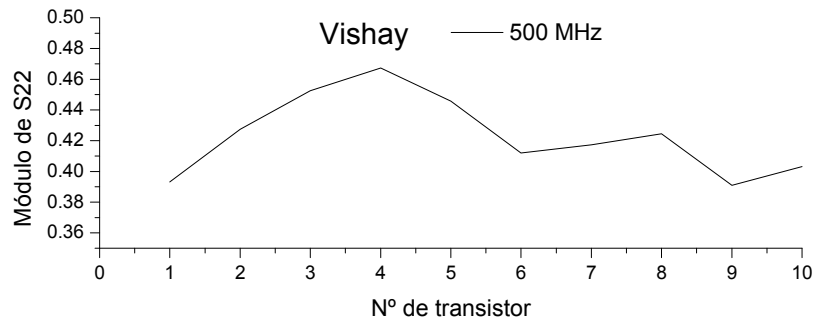
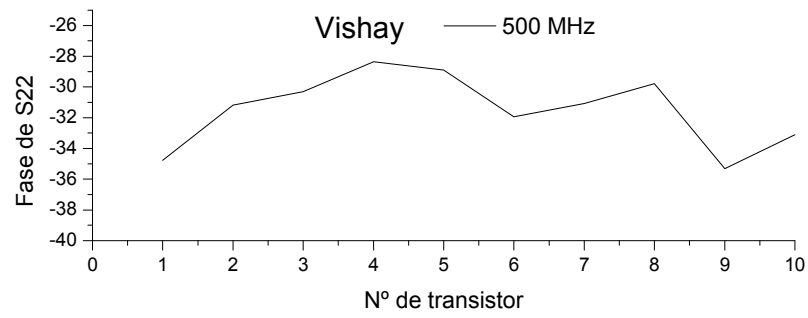




## S22 - 500 MHz

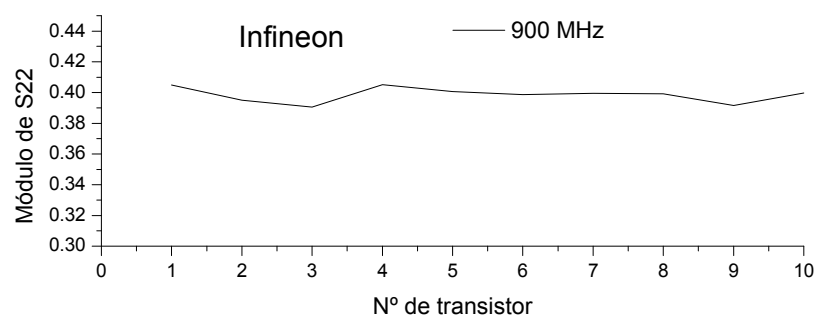
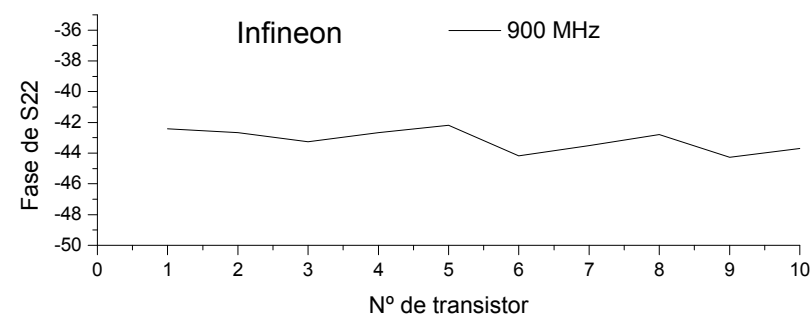
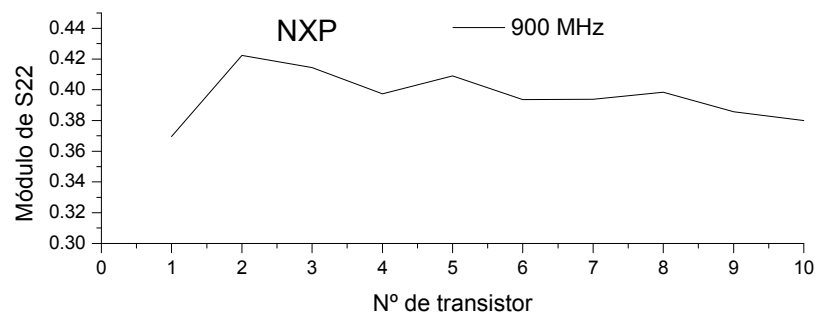
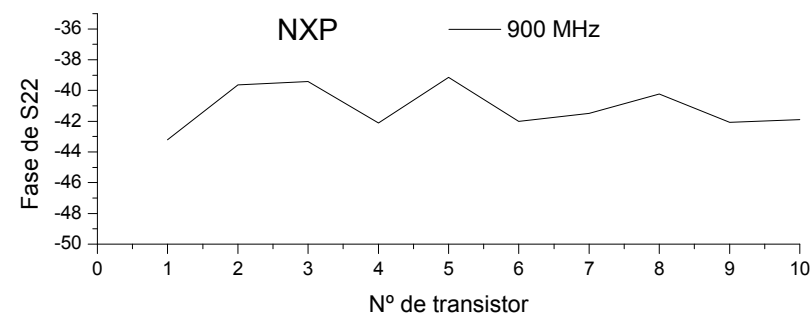
NXP - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S22	10	0.44319	0.01423	0.44123	3.21
Fase de S22	10	-29.88999	1.24787	-30.26984	4.17
Infineon - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S22	10	0.4387	0.00475	0.43829	1.08
Fase de S22	10	-30.36365	0.74446	-30.39976	2.45
Vishay - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S22	10	0.42345	0.02548	0.42102	6.02
Fase de S22	10	-31.46878	2.34048	-31.12579	7.44

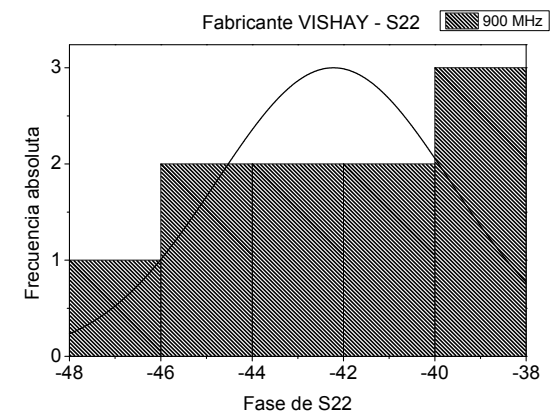
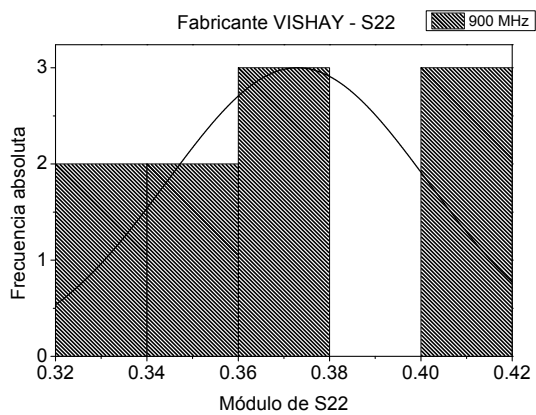
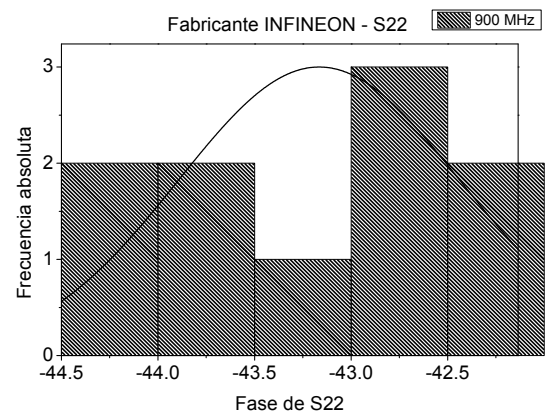
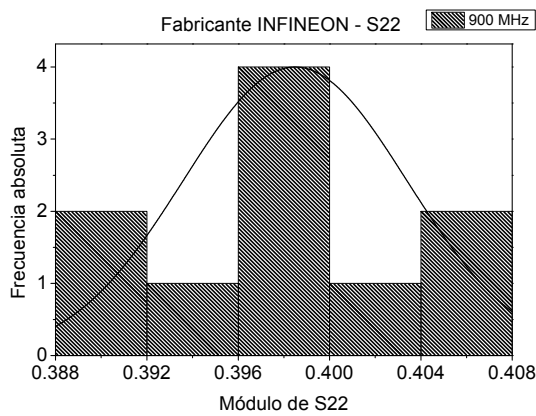
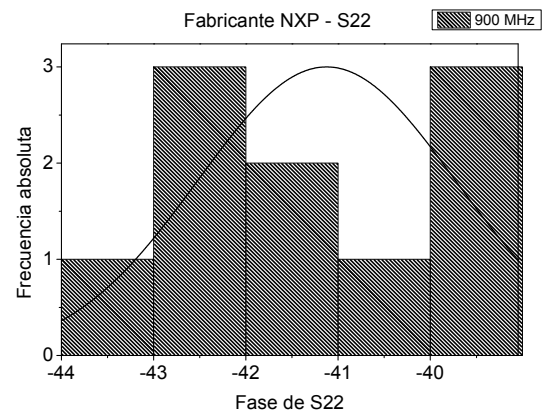
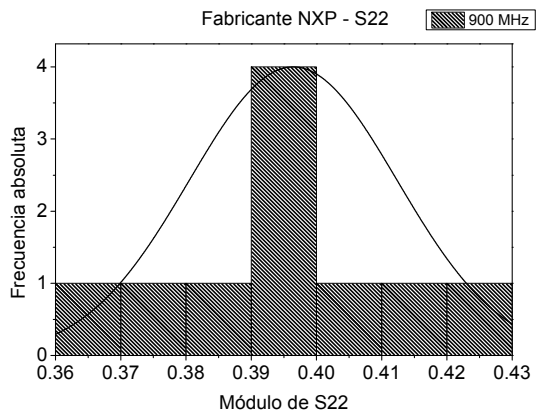
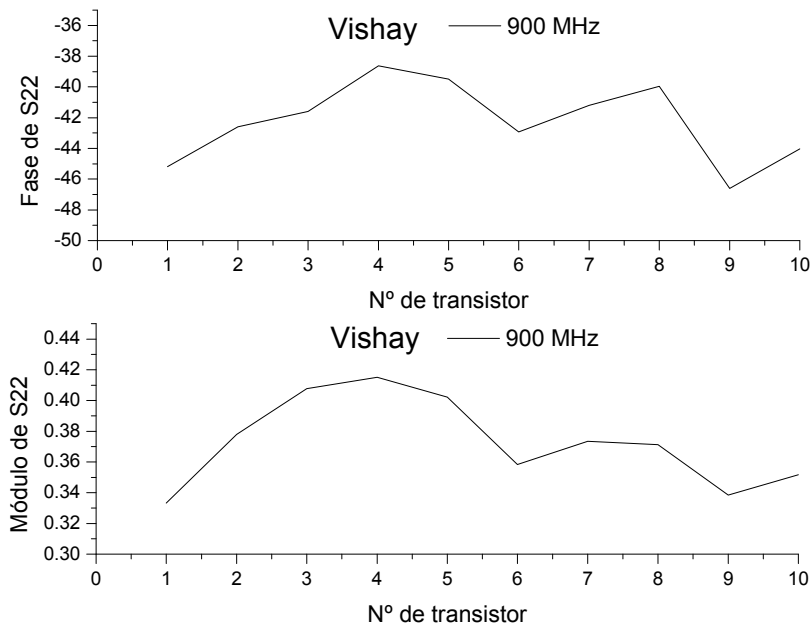




## S22 - 900 MHz

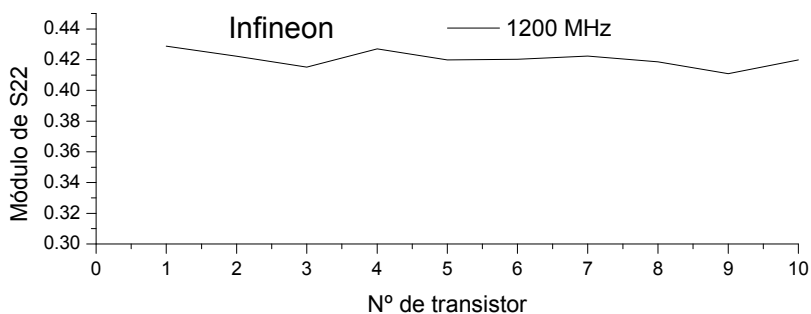
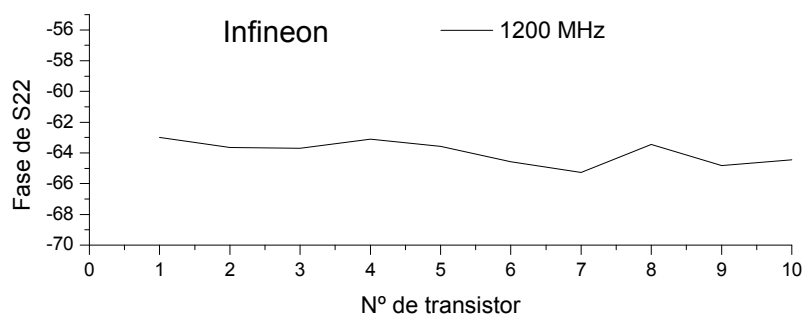
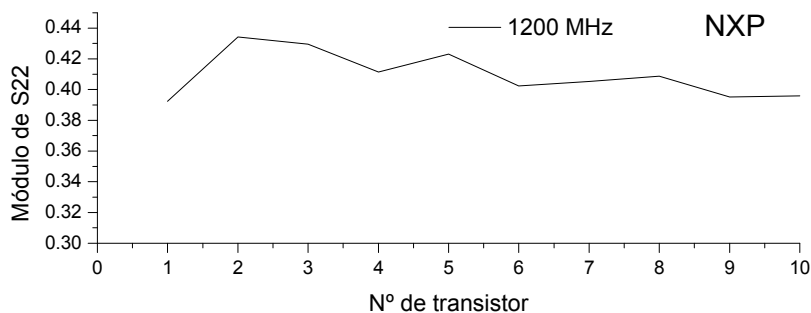
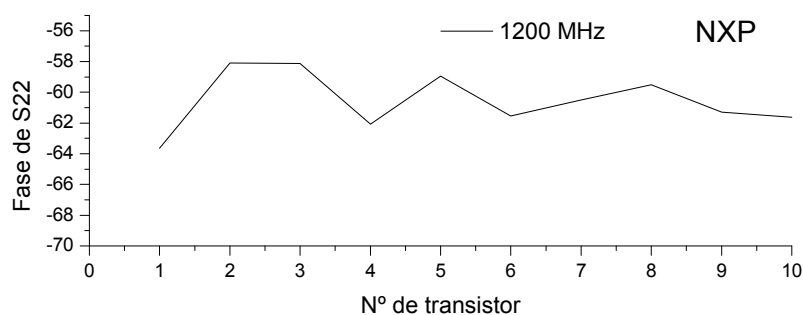
NXP - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S22	10	0.39643	0.01594	0.3956	4.02
Fase de S22	10	-41.12417	1.39713	-41.69654	3.40
Infineon - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S22	10	0.39849	0.0049	0.39935	1.23
Fase de S22	10	-43.16558	0.72984	-43.02912	1.69
Vishay - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Módulo de S22	10	0.37296	0.02852	0.37236	7.65
Fase de S22	10	-42.22043	2.55721	-42.0927	6.06

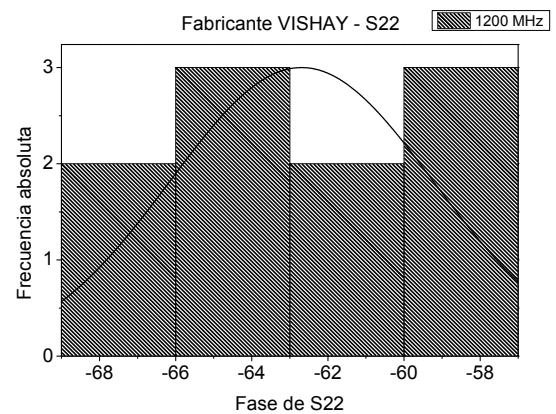
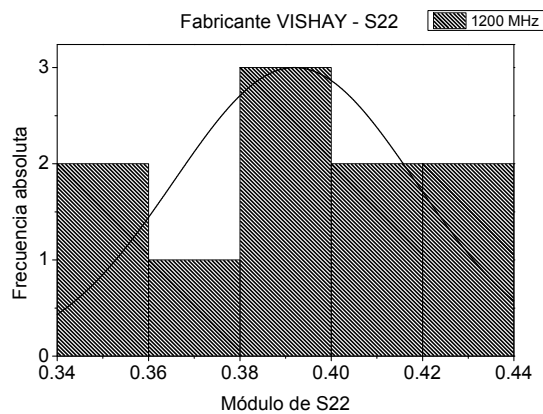
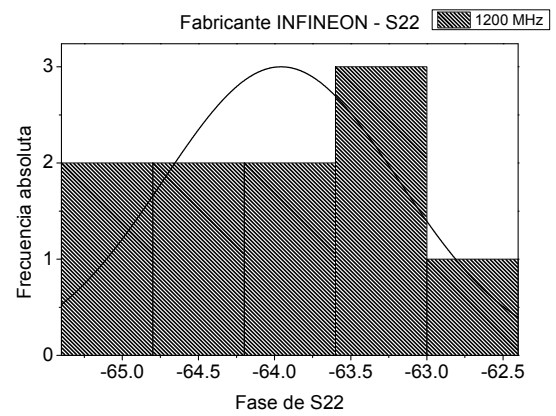
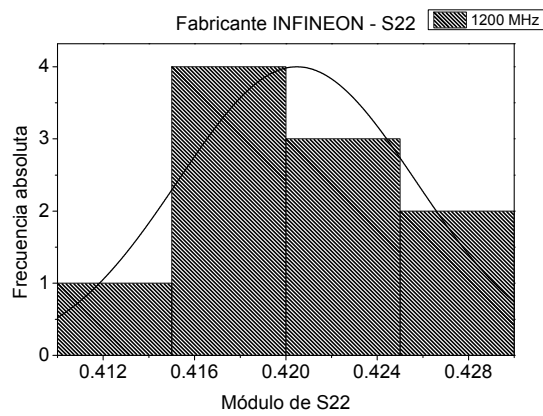
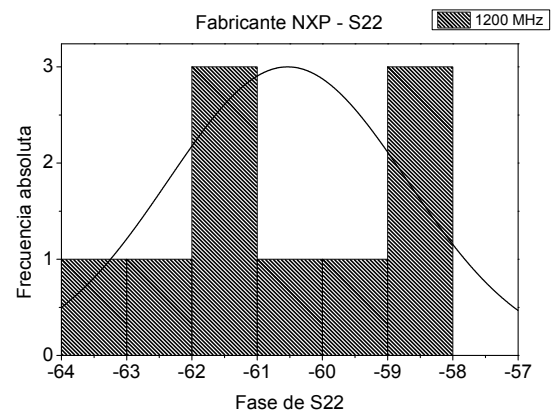
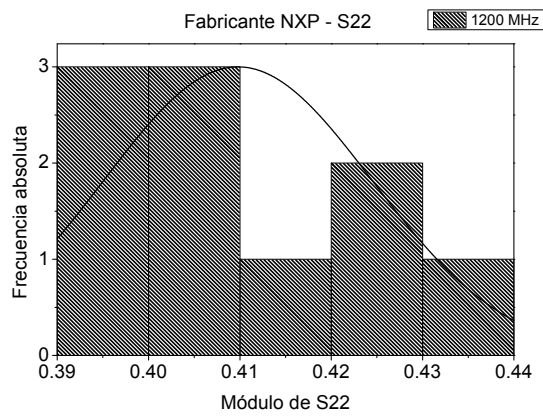
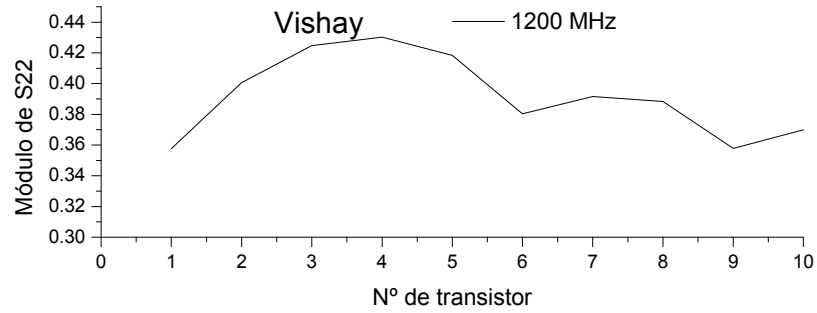
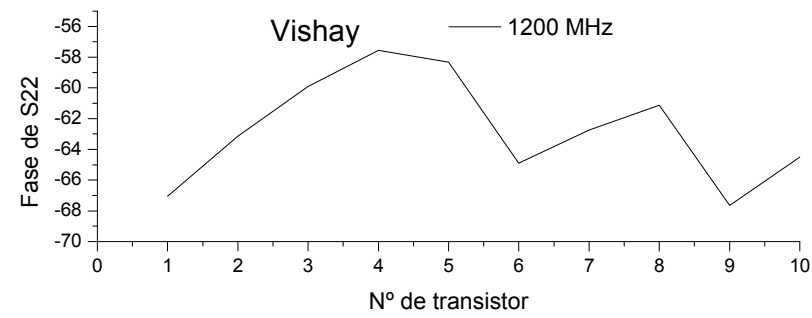




## S22 - 1200 MHz

<b>NXP - 1200 MHz</b>	<b>N</b>	<b>Media</b>	<b>Desviación Estándar</b>	<b>Mediana</b>	<b>Coeficiente de variación (%)</b>
Módulo de S22	10	0.40979	0.01469	0.40697	3.58
Fase de S22	10	-60.53338	1.83099	-60.88684	3.02
<b>Infineon - 1200 MHz</b>	<b>N</b>	<b>Media</b>	<b>Desviación Estándar</b>	<b>Mediana</b>	<b>Coeficiente de variación (%)</b>
Módulo de S22	10	0.42048	0.00519	0.41998	1.23
Fase de S22	10	-63.95773	0.77348	-63.67214	1.21
<b>Vishay - 1200 MHz</b>	<b>N</b>	<b>Media</b>	<b>Desviación Estándar</b>	<b>Mediana</b>	<b>Coeficiente de variación (%)</b>
Módulo de S22	10	0.39197	0.02642	0.38998	6.74
Fase de S22	10	-62.69092	3.45654	-62.94377	5.51







# APÉNDICE D

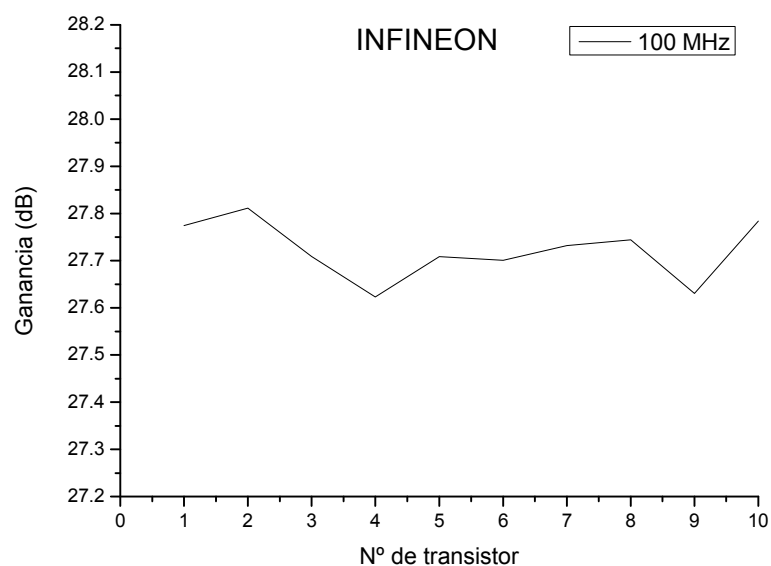
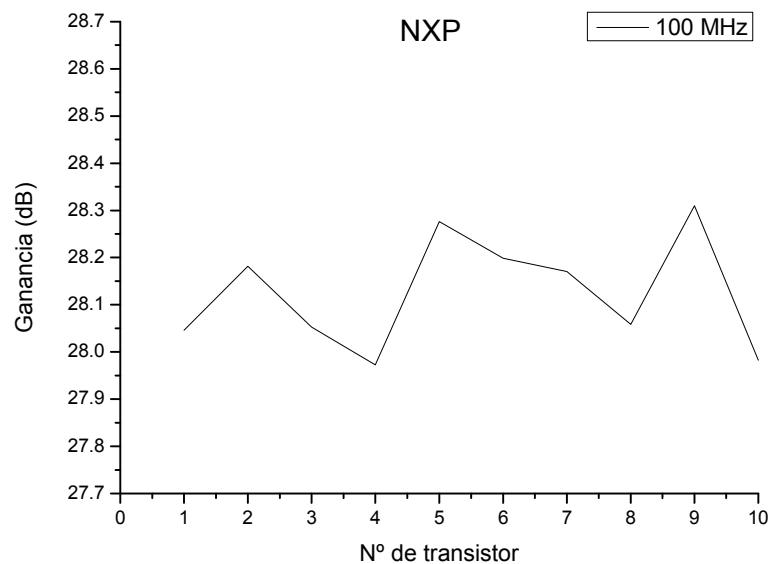
---

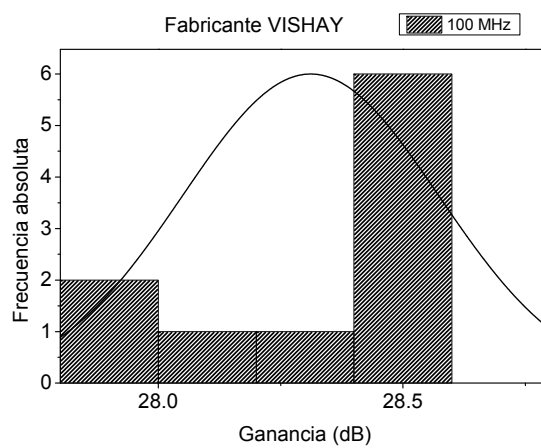
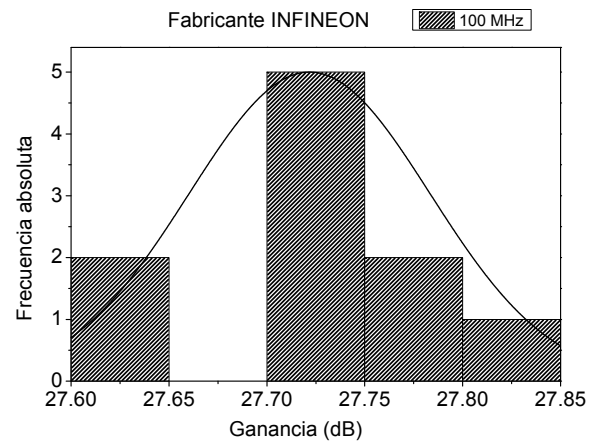
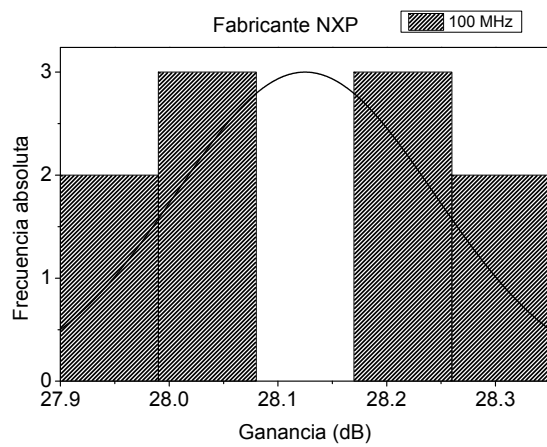
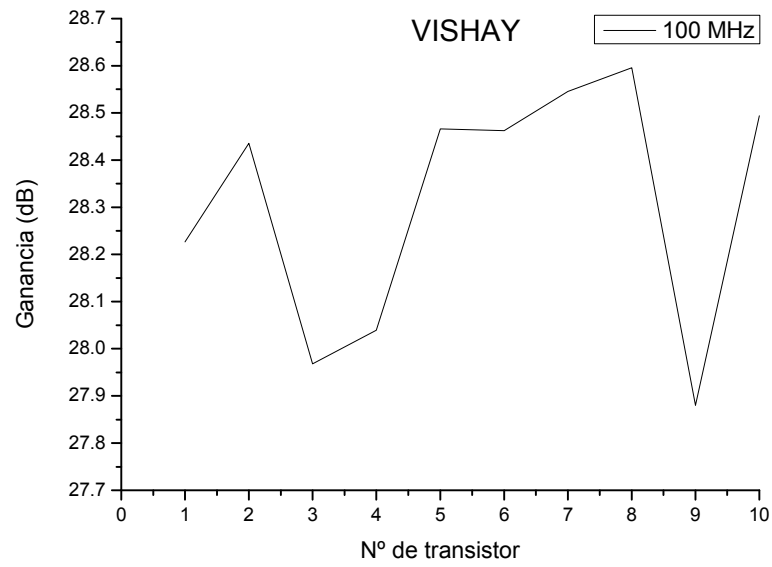
CÁLCULOS ESTADÍSTICOS DE LAS  
MEDIDAS DE GANANCIA Y P1DB



## D.1. CÁLCULOS ESTADÍSTICOS DE LAS MEDIDAS DE GANANCIA.

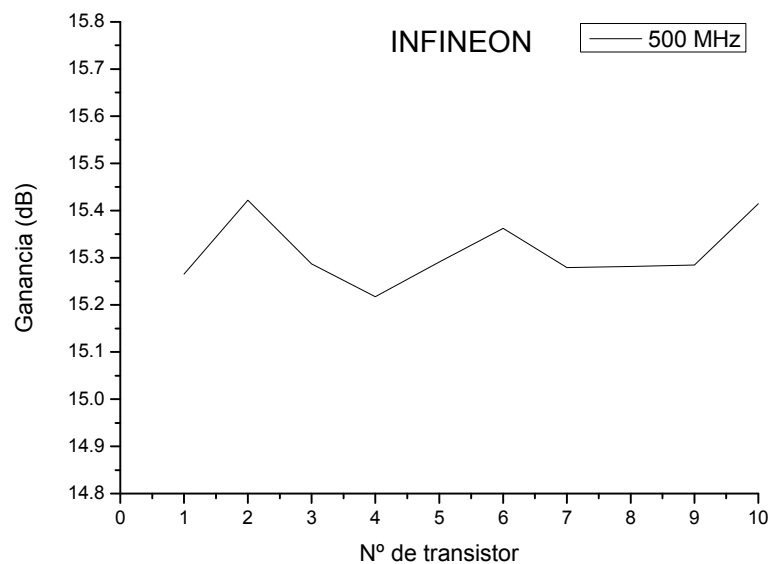
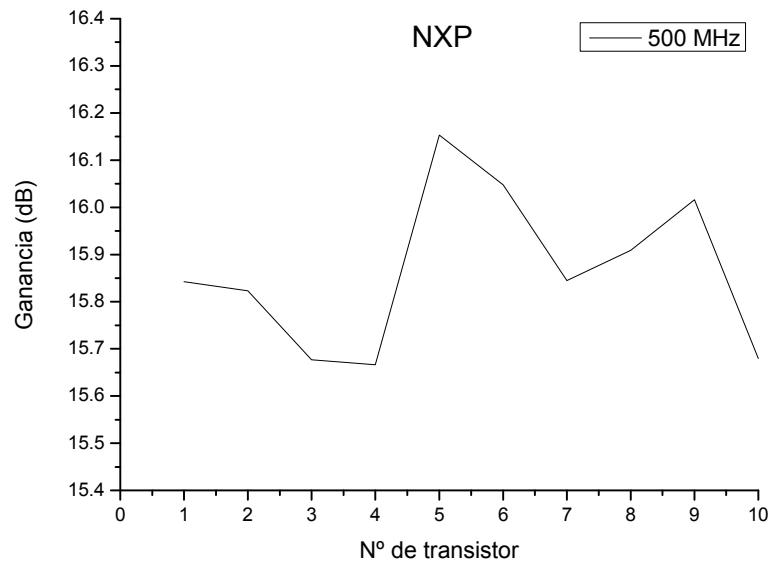
Ganancia - 100 MHz					
NXP - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Ganancia (dB)	10	28.12489	0.11885	28.11465	0.42
Infineon - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Ganancia (dB)	10	27.72178	0.06158	27.7205	0.22
Vishay - 100 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Ganancia (dB)	10	28.3113	0.26168	28.44885	0.92

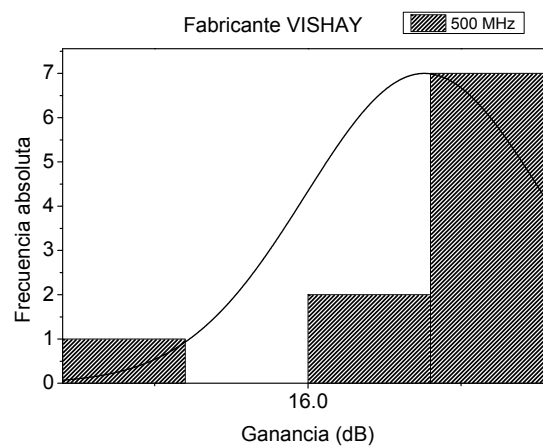
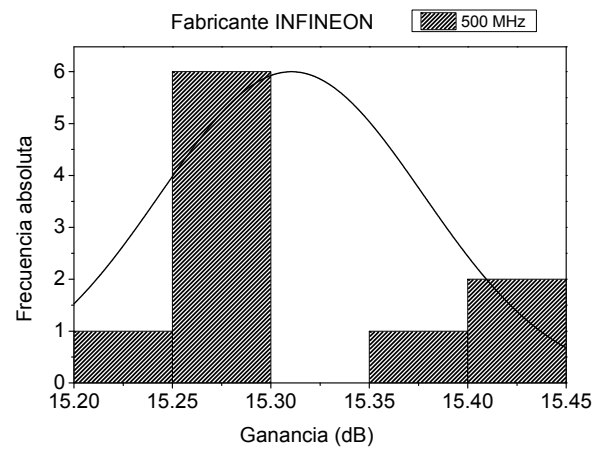
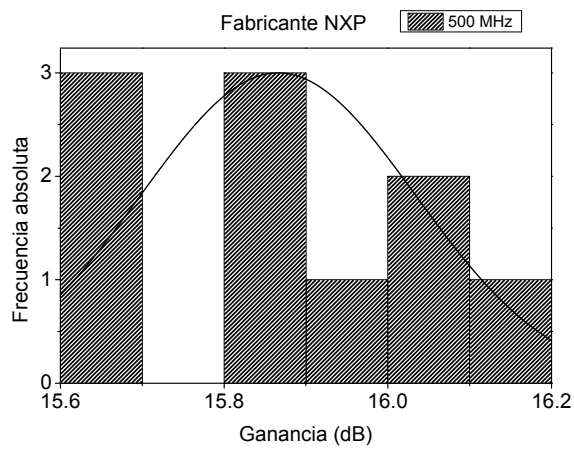
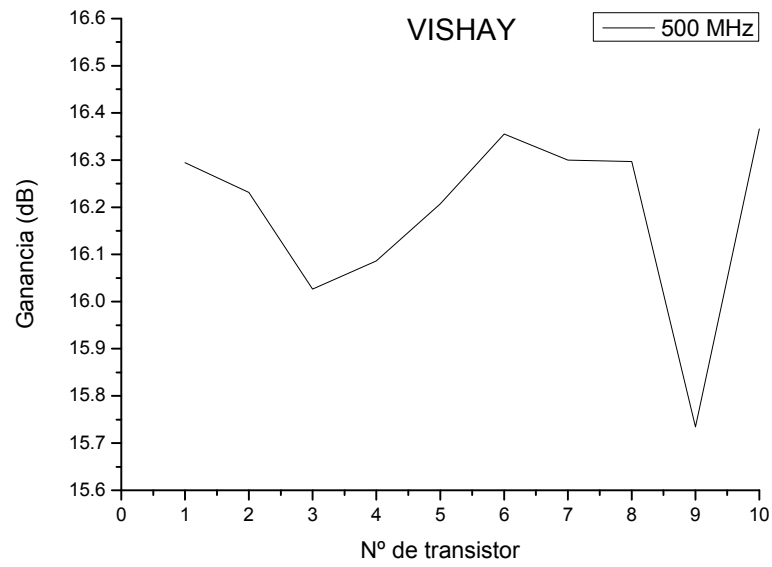




### Ganancia - 500 MHz

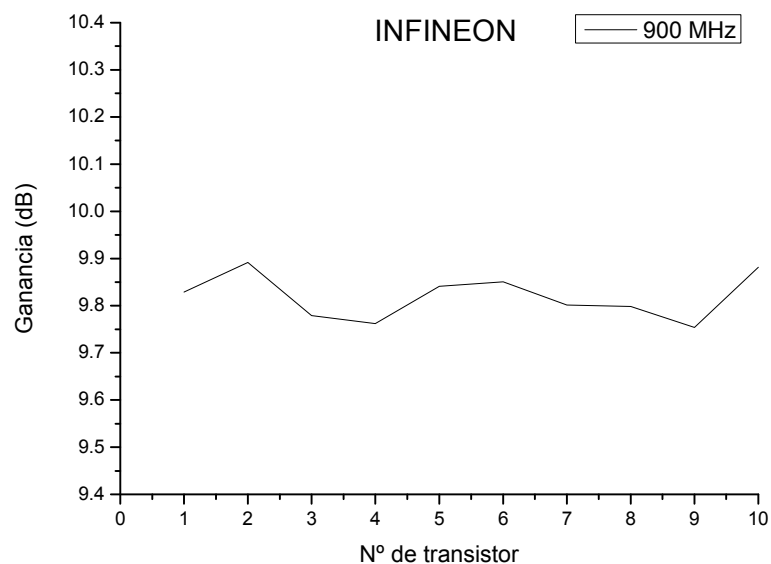
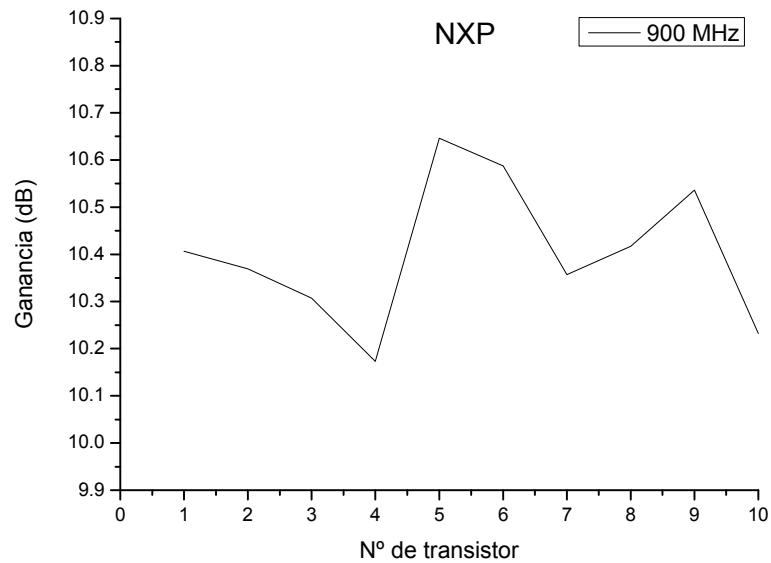
NXP - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coficiente de variación (%)
Ganancia (dB)	10	15.86595	0.16776	15.84353	1.06
Infineon - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coficiente de variación (%)
Ganancia (dB)	10	15.31046	0.06677	15.28569	0.44
Vishay - 500 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coficiente de variación (%)
Ganancia (dB)	10	16.18991	0.19417	16.26295	1.20

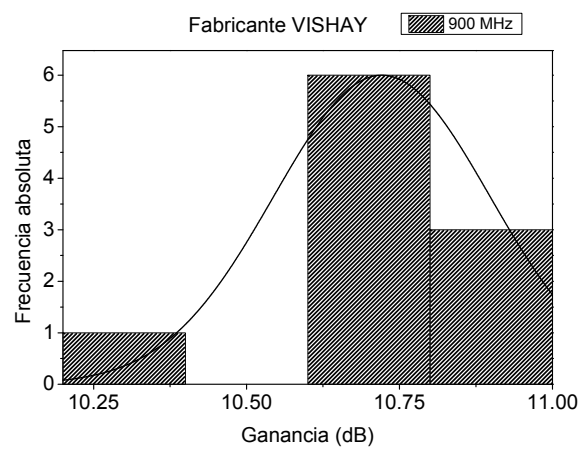
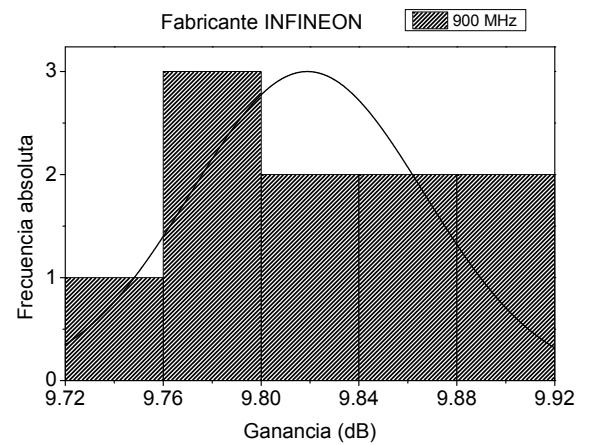
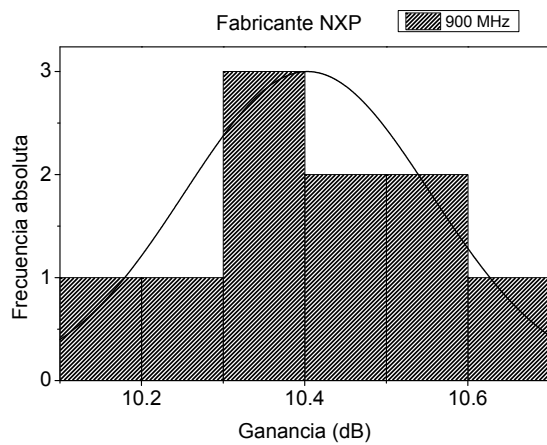
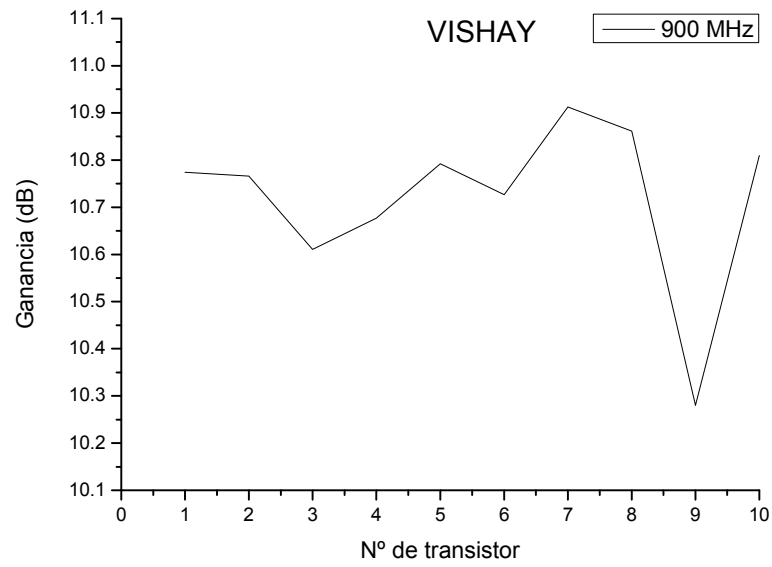




### Ganancia - 900 MHz

NXP - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Ganancia (dB)	10	10.40321	0.15102	10.38805	1.45
Infineon - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Ganancia (dB)	10	9.81889	0.0477	9.81518	0.49
Vishay - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
Ganancia (dB)	10	10.72108	0.17722	10.77017	1.65

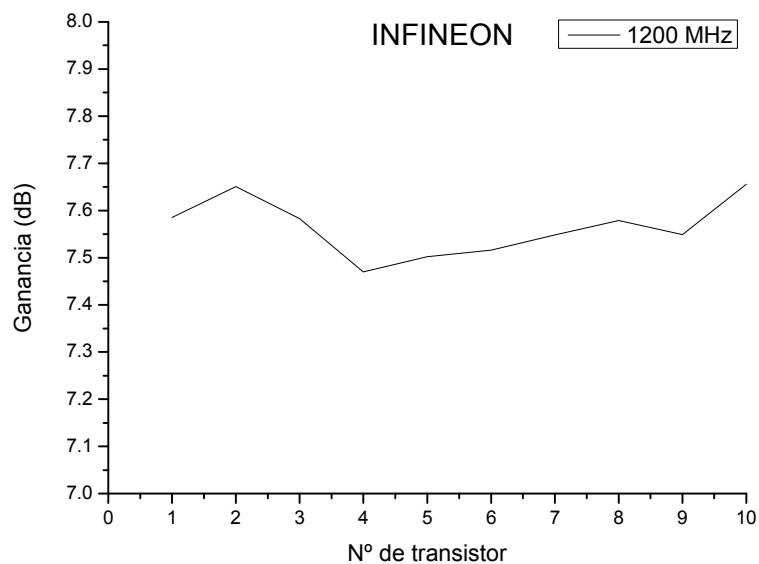
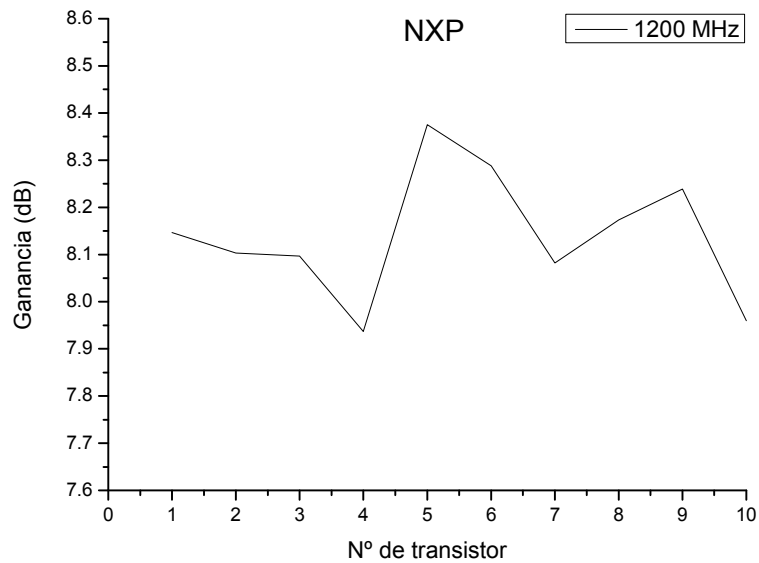


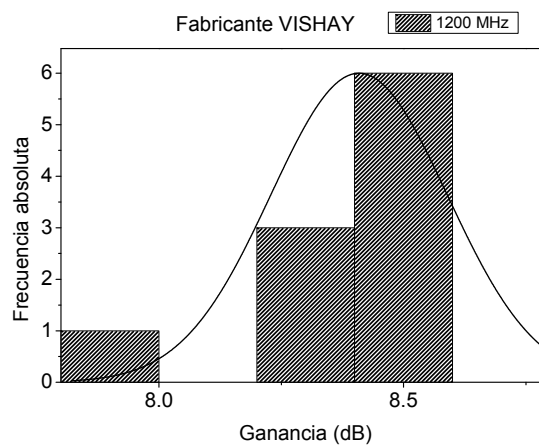
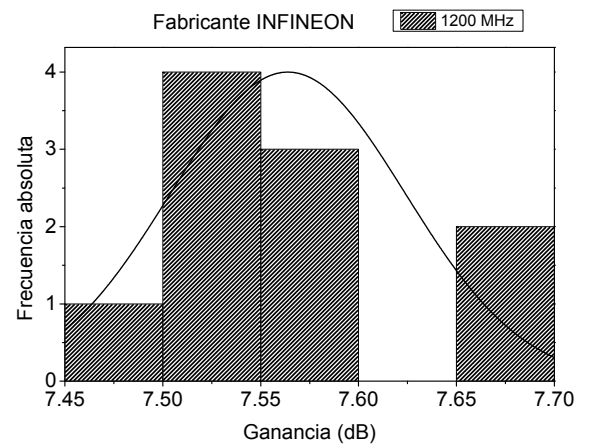
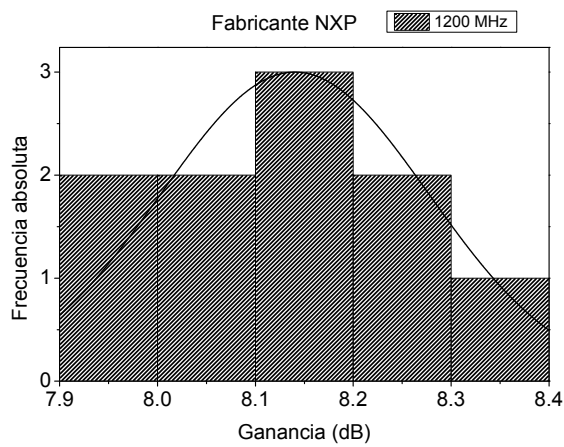
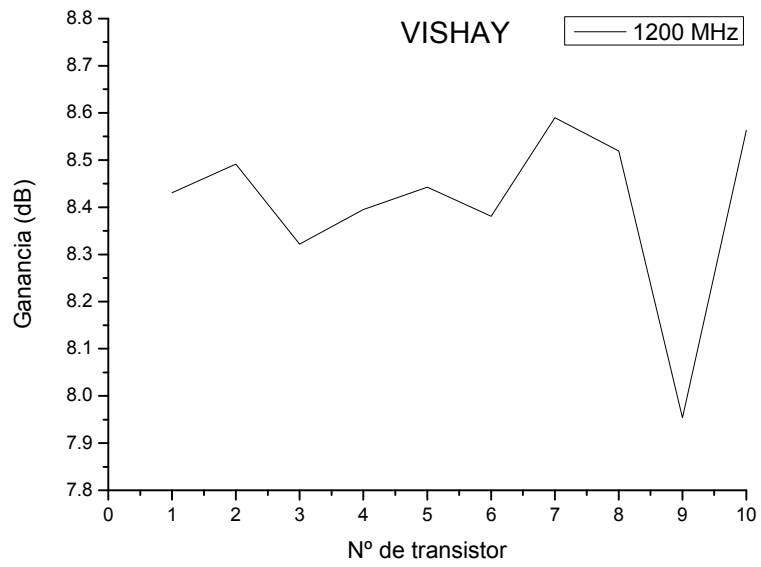




### Ganancia - 1200 MHz

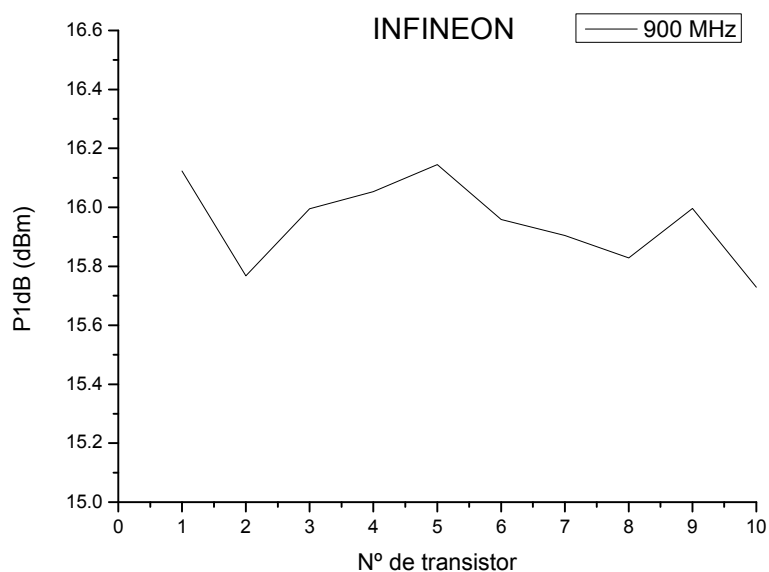
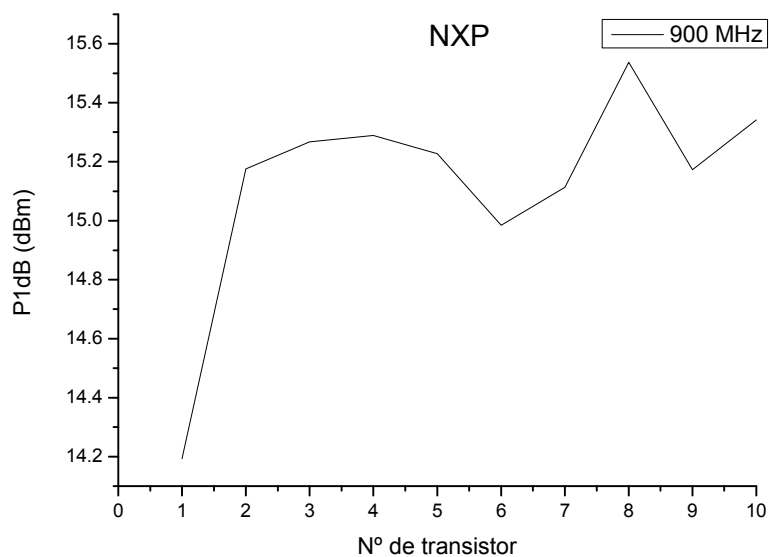
NXP - 1200 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coficiente de variación (%)
Ganancia (dB)	10	8.14021	0.13676	8.12509	1.68
Infineon - 1200 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coficiente de variación (%)
Ganancia (dB)	10	7.56386	0.06007	7.56377	0.79
Vishay - 1200 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coficiente de variación (%)
Ganancia (dB)	10	8.40887	0.18026	8.43676	2.14

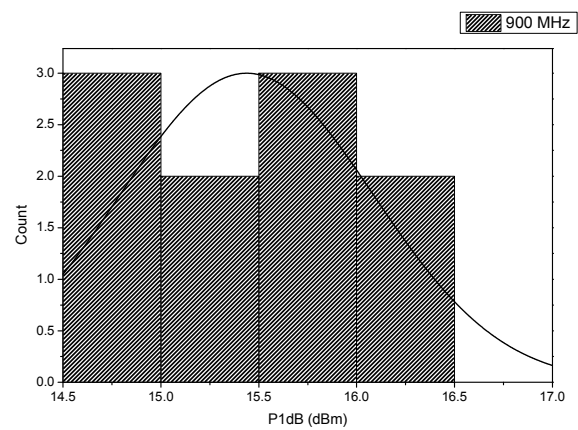
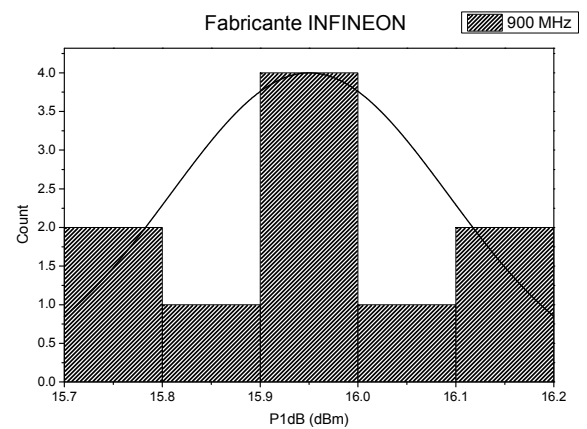
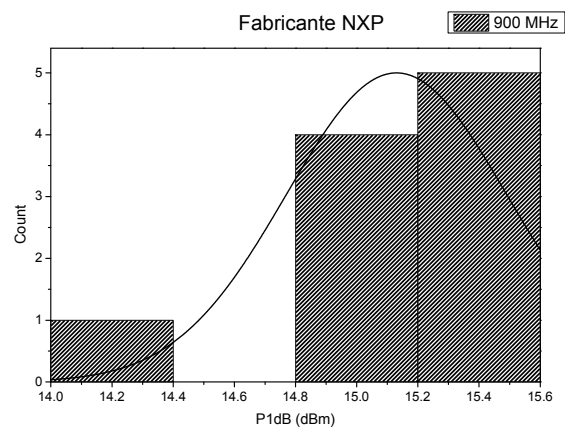
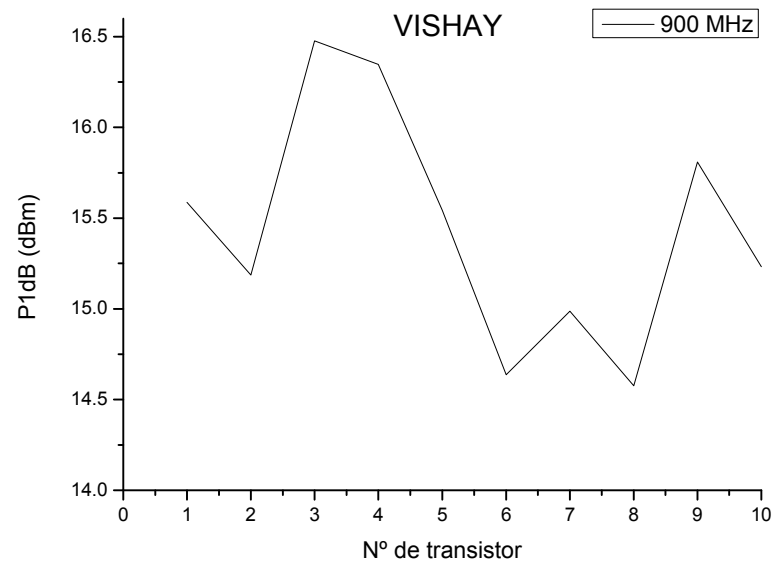




## D.2. CÁLCULOS ESTADÍSTICOS DE LAS MEDIDAS DEL PUNTO DE COMPRESIÓN A 1 DB.

P1dB – 900 MHz					
NXP - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
P1dB (dBm)	10	15.13006	0.36019	15.2015	2.38
Infineon - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
P1dB (dBm)	10	15.9501	0.14201	15.977	0.89
Vishay - 900 MHz	N	Media	Desviación Estándar	Mediana	Coefficiente de variación (%)
P1dB (dBm)	10	15.43824	0.64737	15.3875	4.19





# APÉNDICE E

---

DATASHEETS DE COMPONENTES  
UTILIZADOS EN ESTE PFC.



**DISCRETE SEMICONDUCTORS**

# DATA SHEET

**BFR93A****NPN 6 GHz wideband transistor**

Product specification  
Supersedes data of September 1995  
File under discrete semiconductors, SC14

1997 Oct 29



## NPN 6 GHz wideband transistor

## BFR93A

## FEATURES

- High power gain
- Low noise figure
- Very low intermodulation distortion.

## APPLICATIONS

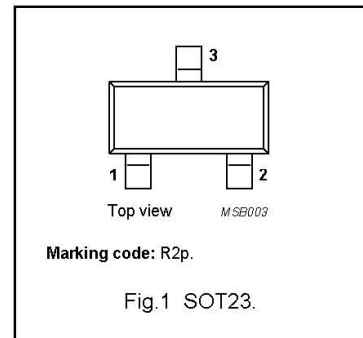
- RF wideband amplifiers and oscillators.

## DESCRIPTION

NPN wideband transistor in a plastic SOT23 package.  
PNP complement: BFT93.

## PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	base
2	emitter
3	collector



## QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{CBO}$	collector-base voltage	open emitter	—	15	V
$V_{CEO}$	collector-emitter voltage	open base	—	12	V
$I_C$	collector current (DC)		—	35	mA
$P_{tot}$	total power dissipation	$T_s \leq 95\text{ }^\circ\text{C}$	—	300	mW
$C_{re}$	feedback capacitance	$I_C = 0$ ; $V_{CE} = 5\text{ V}$ ; $f = 1\text{ MHz}$	0.6	—	pF
$f_T$	transition frequency	$I_C = 30\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 5\text{ V}$ ; $f = 500\text{ MHz}$	6	—	GHz
$G_{UM}$	maximum unilateral power gain	$I_C = 30\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 8\text{ V}$ ; $f = 1\text{ GHz}$ ; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	13	—	dB
		$I_C = 30\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 8\text{ V}$ ; $f = 2\text{ GHz}$ ; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	7	—	dB
$F$	noise figure	$I_C = 5\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 8\text{ V}$ ; $f = 1\text{ GHz}$ ; $T_s = \Gamma_{opt}$ ; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	1.9	—	dB
$V_O$	output voltage	$d_{im} = -60\text{ dB}$ ; $I_C = 30\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 8\text{ V}$ ; $R_L = 75\text{ }\Omega$ ; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ; $f_p + f_q - f_r = 793.25\text{ MHz}$	425	—	mV

## LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$V_{CBO}$	collector-base voltage	open emitter	—	15	V
$V_{CEO}$	collector-emitter voltage	open base	—	12	V
$V_{EBO}$	emitter-base voltage	open collector	—	2	V
$I_C$	collector current (DC)		—	35	mA
$P_{tot}$	total power dissipation	$T_s \leq 95\text{ }^\circ\text{C}$ ; note 1	—	300	mW
$T_{stg}$	storage temperature		-65	+150	$^\circ\text{C}$
$T_j$	junction temperature		—	+175	$^\circ\text{C}$

## Note

1.  $T_s$  is the temperature at the soldering point of the collector pin.



## NPN 6 GHz wideband transistor

BFR93A

## THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th\ j-s}$	thermal resistance from junction to soldering point	$T_s \leq 95\text{ °C}$ ; note 1	260	K/W

## Note

1.  $T_s$  is the temperature at the soldering point of the collector pin.

## CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ °C}$  unless otherwise specified.

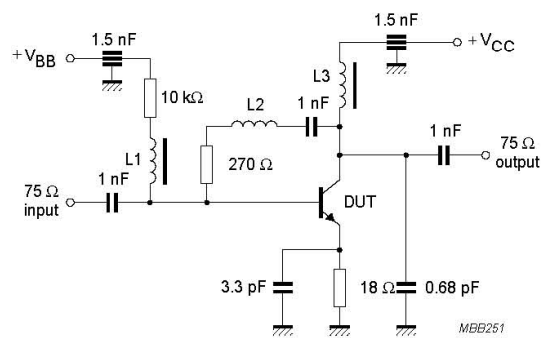
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$I_{CBO}$	collector cut-off current	$I_E = 0$ ; $V_{CB} = 5\text{ V}$	—	—	50	nA
$h_{FE}$	DC current gain	$I_C = 30\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 5\text{ V}$	40	90	—	
$C_c$	collector capacitance	$I_E = I_C = 0$ ; $V_{CB} = 5\text{ V}$ ; $f = 1\text{ MHz}$	—	0.7	—	pF
$C_e$	emitter capacitance	$I_C = I_E = 0$ ; $V_{EB} = 0.5\text{ V}$ ; $f = 1\text{ MHz}$	—	1.9	—	pF
$C_{re}$	feedback capacitance	$I_C = I_E = 0$ ; $V_{CE} = 5\text{ V}$ ; $f = 1\text{ MHz}$ ; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	—	0.6	—	pF
$f_T$	transition frequency	$I_C = 30\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 5\text{ V}$ ; $f = 500\text{ MHz}$	4.5	6	—	GHz
$G_{UM}$	maximum unilateral power gain (note 1)	$I_C = 30\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 8\text{ V}$ ; $f = 1\text{ GHz}$ ; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	—	13	—	dB
		$I_C = 30\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 8\text{ V}$ ; $f = 2\text{ GHz}$ ; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	—	7	—	dB
F	noise figure (note 2)	$I_C = 5\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 8\text{ V}$ ; $f = 1\text{ GHz}$ ; $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$ ; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	—	1.9	—	dB
		$I_C = 5\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 8\text{ V}$ ; $f = 2\text{ GHz}$ ; $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$ ; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	—	3	—	dB
$V_O$	output voltage	notes 2 and 3	—	425	—	mV
$d_2$	second order intermodulation distortion	notes 2 and 4	—	−50	—	dB

## Notes

- $G_{UM}$  is the maximum unilateral power gain, assuming  $S_{12}$  is zero and  $G_{UM} = 10 \log \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$  dB.
- Measured on the same die in a SOT37 package (BFR91A).
- $d_{im} = -60\text{ dB}$  (DIN 45004B);  $I_C = 30\text{ mA}$ ;  $V_{CE} = 8\text{ V}$ ;  $R_L = 75\text{ }\Omega$ ;  $T_{amb} = 25\text{ °C}$ ;  
 $V_p = V_O$  at  $d_{im} = -60\text{ dB}$ ;  $f_p = 795.25\text{ MHz}$ ;  
 $V_q = V_O - 6\text{ dB}$  at  $f_q = 803.25\text{ MHz}$ ;  
 $V_r = V_O - 6\text{ dB}$  at  $f_r = 805.25\text{ MHz}$ ;  
measured at  $f_p + f_q - f_r = 793.25\text{ MHz}$ .
- $I_C = 30\text{ mA}$ ;  $V_{CE} = 8\text{ V}$ ;  $R_L = 75\text{ }\Omega$ ;  $T_{amb} = 25\text{ °C}$ ;  
 $V_p = 200\text{ mV}$  at  $f_p = 250\text{ MHz}$ ;  
 $V_q = 200\text{ mV}$  at  $f_q = 560\text{ MHz}$ ;  
measured at  $f_p + f_q = 810\text{ MHz}$ .

NPN 6 GHz wideband transistor

BFR93A



L1 = L3 = 5  $\mu$ H choke.  
L2 = 3 turns 0.4 mm copper wire; winding pitch 1 mm; internal diameter 3 mm.

Fig.2 Intermodulation distortion and second harmonic distortion MATV test circuit.

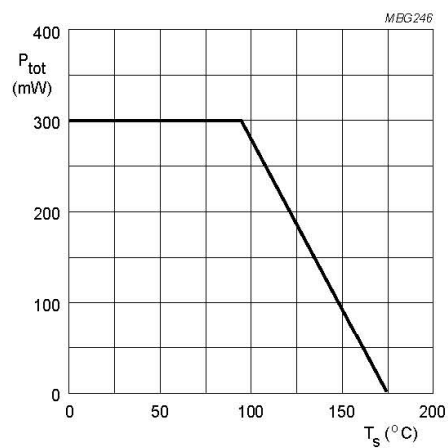
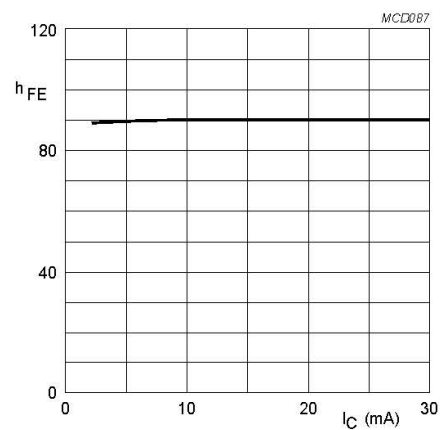


Fig.3 Power derating curve.

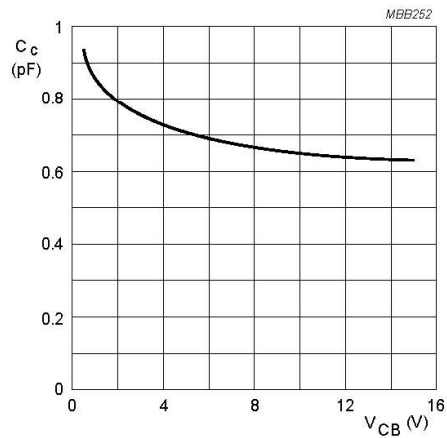


$V_{CE} = 5$  V;  $T_j = 25$  °C.

Fig.4 DC current gain as a function of collector current.

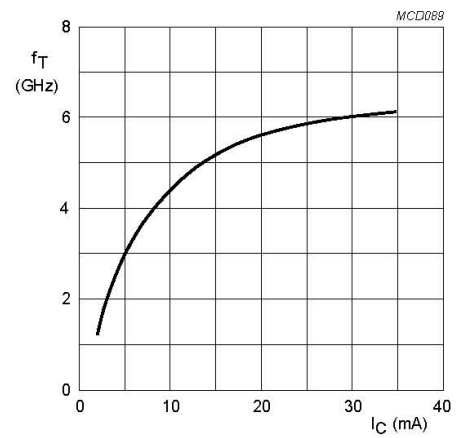
## NPN 6 GHz wideband transistor

## BFR93A



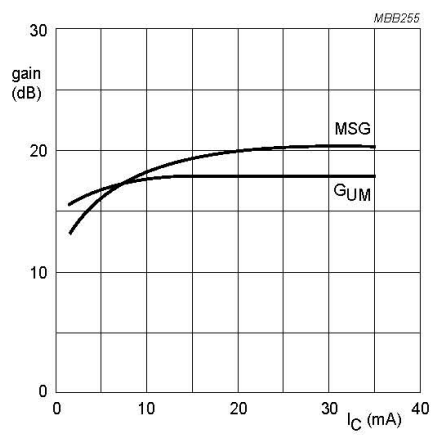
$I_E = I_C = 0$ ;  $f = 1$  MHz;  $T_j = 25^\circ\text{C}$ .

Fig.5 Collector capacitance as a function of collector-base voltage; typical values.



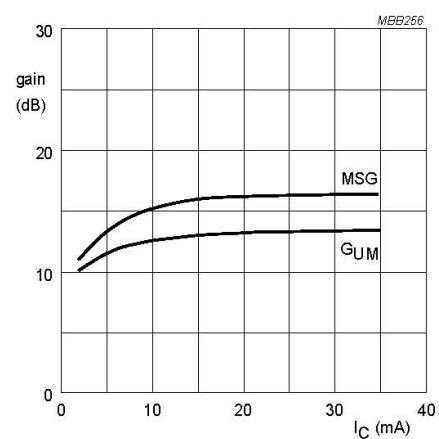
$V_{CE} = 5$  V;  $f = 500$  MHz;  $T_j = 25^\circ\text{C}$ .

Fig.6 Transition frequency as a function of collector current; typical values.



$V_{CE} = 8$  V;  $f = 500$  MHz.

Fig.7 Gain as a function of collector current; typical values.

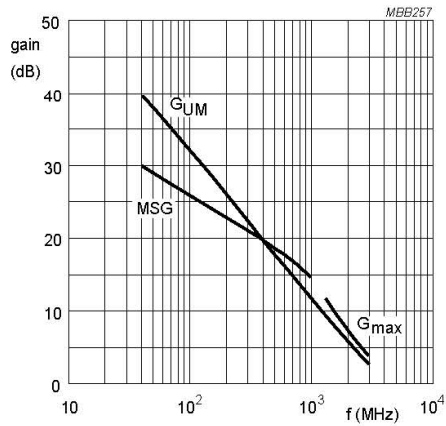


$V_{CE} = 8$  V;  $f = 1$  GHz.

Fig.8 Gain as a function of collector current; typical values.

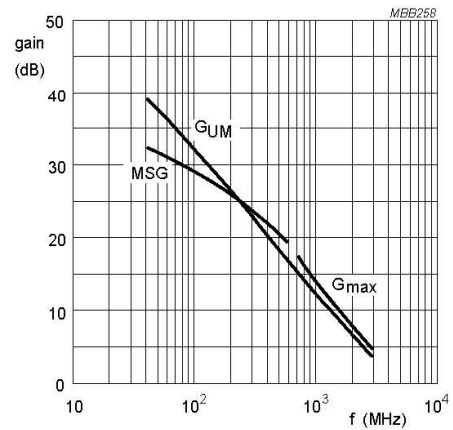
## NPN 6 GHz wideband transistor

## BFR93A



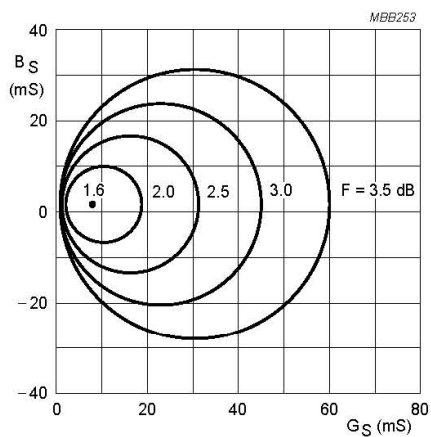
$I_C = 10 \text{ mA}$ ;  $V_{CE} = 8 \text{ V}$ .

Fig. 9 Gain as a function of frequency; typical values.



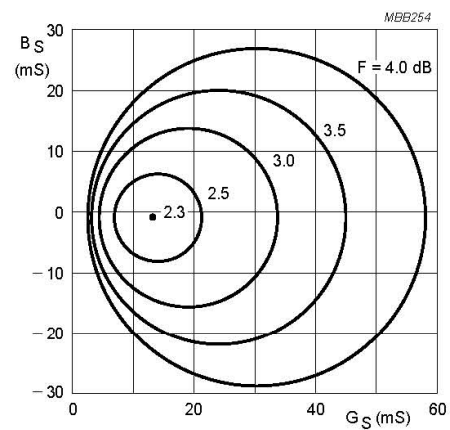
$I_C = 30 \text{ mA}$ ;  $V_{CE} = 8 \text{ V}$ .

Fig. 10 Gain as a function of frequency; typical values.



$I_C = 4 \text{ mA}$ ;  $V_{CE} = 8 \text{ V}$ ;  $f = 800 \text{ MHz}$ ;  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ .

Fig. 11 Circles of constant noise figure; typical values.

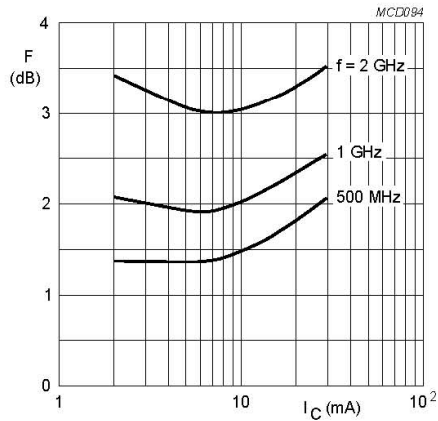


$I_C = 4 \text{ mA}$ ;  $V_{CE} = 8 \text{ V}$ ;  $f = 800 \text{ MHz}$ ;  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ .

Fig. 12 Circles of constant noise figure; typical values.

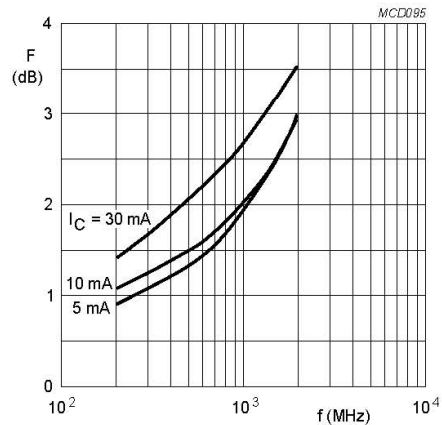
## NPN 6 GHz wideband transistor

## BFR93A



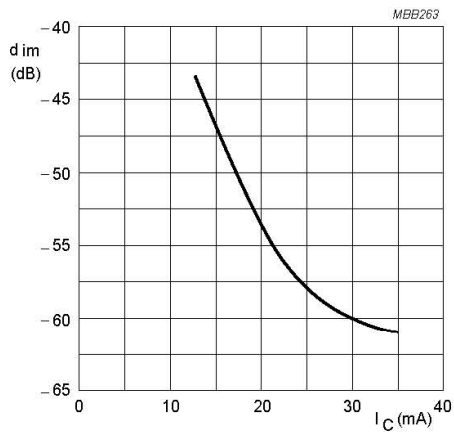
$V_{CE} = 8$  V.

Fig.13 Minimum noise figure as a function of collector current; typical values.



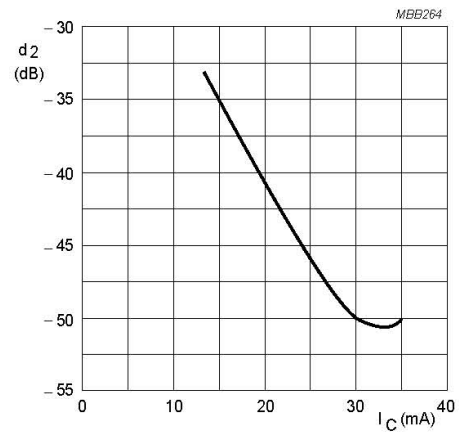
$V_{CE} = 8$  V.

Fig.14 Minimum noise figure as a function of frequency; typical values.



$V_{CE} = 8$  V;  $V_O = 425$  mV (52.6 dBmV);  
 $f_0 + f_0 - f_r = 793.25$  MHz;  $T_{amb} = 25$  °C.  
 Measured in MATV test circuit (see Fig.2)

Fig.15 Intermodulation distortion; typical values.

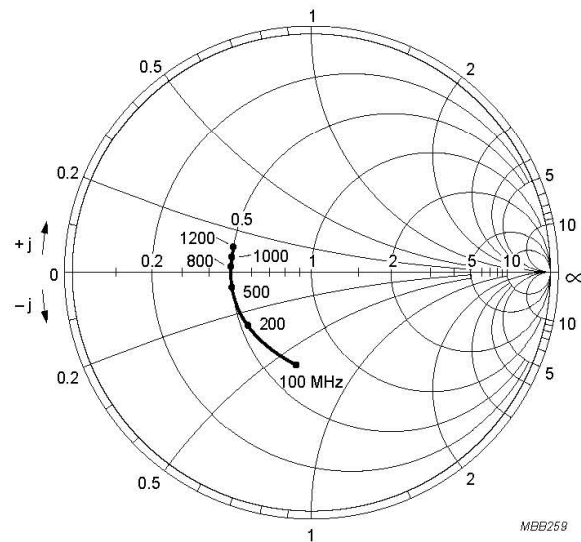


$V_{CE} = 8$  V;  $V_O = 200$  mV (46 dBmV);  
 $f_0 + f_0 - f_r = 810$  MHz;  $T_{amb} = 25$  °C.  
 Measured in MATV test circuit (see Fig.2)

Fig.16 Second order intermodulation distortion; typical values.

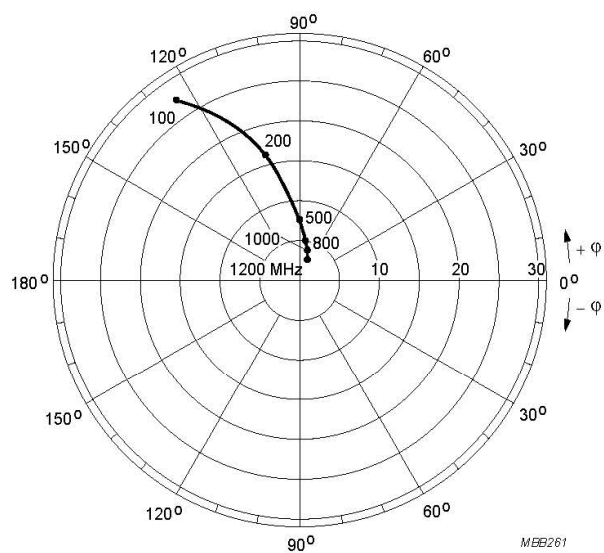
## NPN 6 GHz wideband transistor

BFR93A



$I_C = 30 \text{ mA}$ ;  $V_{CE} = 8 \text{ V}$ ;  $Z_0 = 50 \Omega$ ;  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ .

Fig.17 Common emitter input reflection coefficient ( $S_{11}$ ).

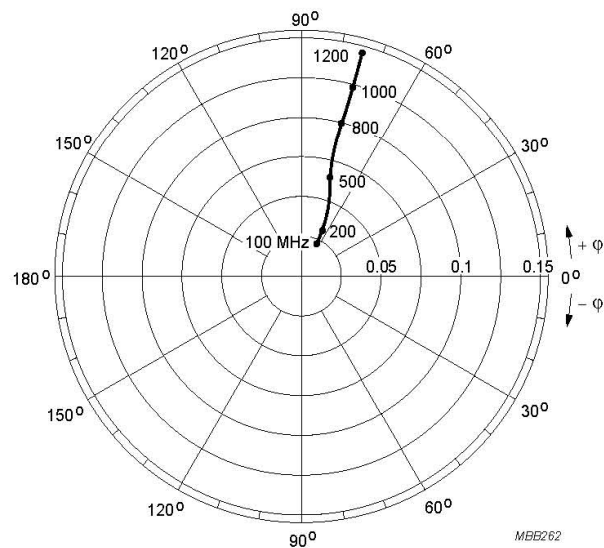


$I_C = 30 \text{ mA}$ ;  $V_{CE} = 8 \text{ V}$ ;  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ .

Fig.18 Common emitter forward transmission coefficient ( $S_{21}$ ).

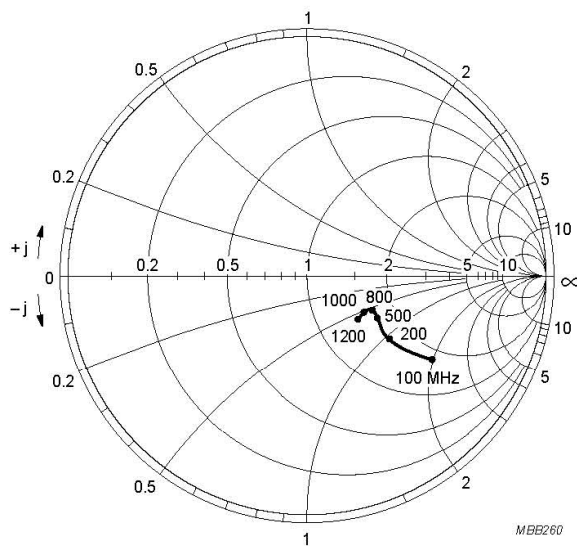
## NPN 6 GHz wideband transistor

BFR93A



$I_C = 30 \text{ mA}$ ;  $V_{CE} = 8 \text{ V}$ ;  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ .

Fig.19 Common emitter reverse transmission coefficient ( $S_{12}$ ).



$I_C = 30 \text{ mA}$ ;  $V_{CE} = 8 \text{ V}$ ;  $Z_0 = 50 \Omega$ ;  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ .

Fig.20 Common emitter output reflection coefficient ( $S_{22}$ ).

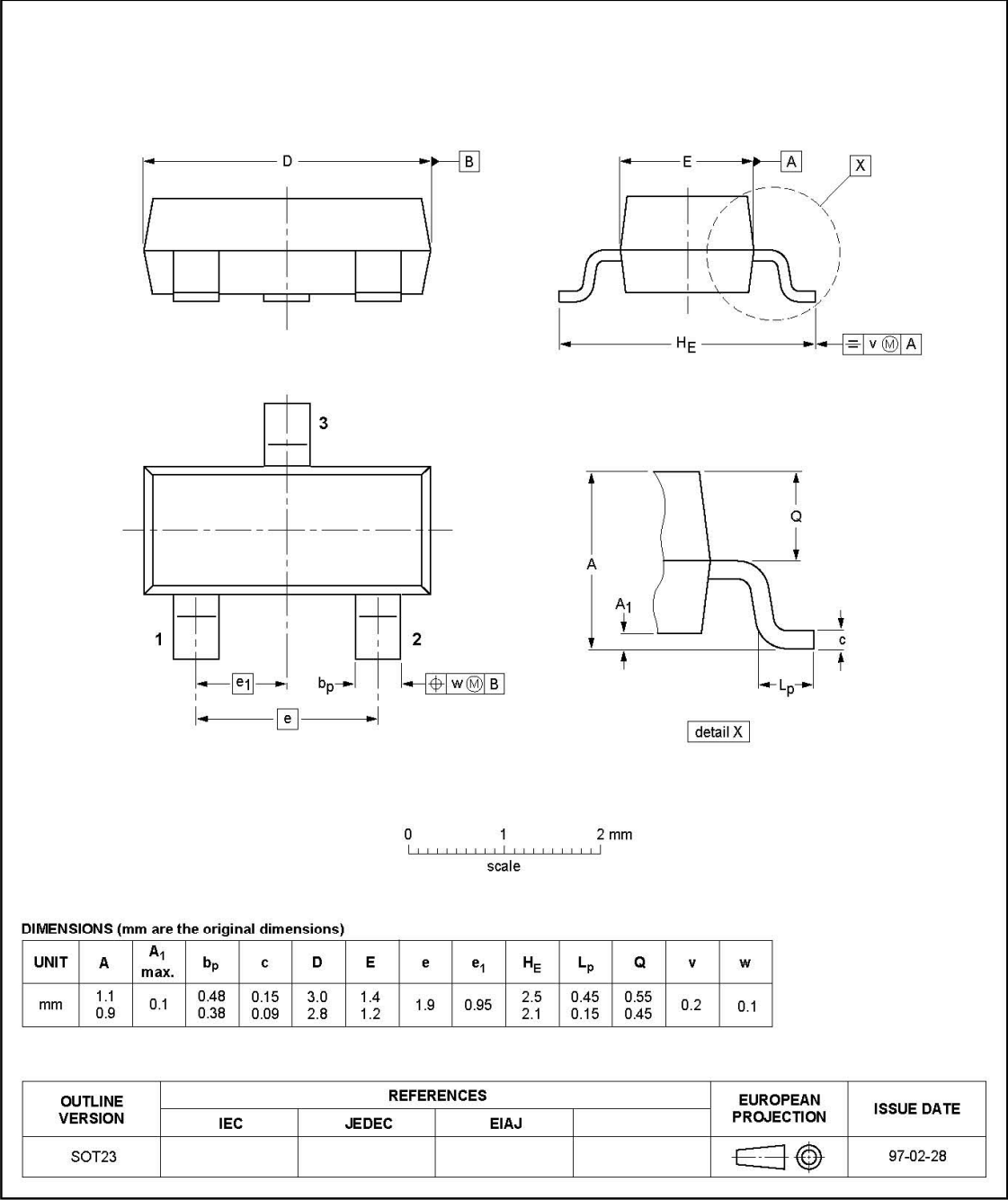
NPN 6 GHz wideband transistor

BFR93A

PACKAGE OUTLINE

Plastic surface mounted package; 3 leads

SOT23





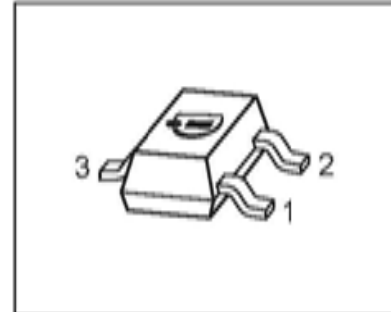


## BFR93A

## NPN Silicon RF Transistor\*

- For low-noise, high gain broadband amplifiers at collector currents from 2 mA to 30 mA
- Pb-free (RoHS compliant) package<sup>1)</sup>
- Qualified according AEC Q101

\* Short term description



**ESD (Electrostatic discharge) sensitive device, observe handling precaution!**

Type	Marking	Pin Configuration			Package
BFR93A	R2s	1=B	2=E	3=C	SOT23

## Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage	$V_{CEO}$	12	V
Collector-emitter voltage	$V_{CES}$	20	
Collector-base voltage	$V_{CBO}$	20	
Emitter-base voltage	$V_{EBO}$	2	
Collector current	$I_C$	90	mA
Base current	$I_B$	9	
Total power dissipation <sup>2)</sup> $T_S \leq 63^\circ\text{C}$	$P_{tot}$	300	mW
Junction temperature	$T_J$	150	$^\circ\text{C}$
Ambient temperature	$T_A$	-65 ... 150	
Storage temperature	$T_{stg}$	-65 ... 150	

## Thermal Resistance

Parameter	Symbol	Value	Unit
Junction - soldering point <sup>3)</sup>	$R_{thJS}$	$\leq 290$	K/W

<sup>1)</sup>Pb-containing package may be available upon special request

<sup>2)</sup> $T_S$  is measured on the collector lead at the soldering point to the pcb

<sup>3)</sup>For calculation of  $R_{thJA}$  please refer to Application Note Thermal Resistance



BFR93A

**Electrical Characteristics** at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
DC Characteristics					
Collector-emitter breakdown voltage $I_C = 1\text{ mA}$ , $I_B = 0$	$V_{(BR)CEO}$	12	-	-	V
Collector-emitter cutoff current $V_{CE} = 20\text{ V}$ , $V_{BE} = 0$	$I_{CES}$	-	-	100	$\mu\text{A}$
Collector-base cutoff current $V_{CB} = 10\text{ V}$ , $I_E = 0$	$I_{CBO}$	-	-	100	nA
Emitter-base cutoff current $V_{EB} = 2.5\text{ V}$ , $I_C = 0$	$I_{EBO}$	-	-	10	$\mu\text{A}$
DC current gain- $I_C = 30\text{ mA}$ , $V_{CE} = 8\text{ V}$ , pulse measured	$h_{FE}$	70	100	140	-



## BFR93A

**Electrical Characteristics at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified**

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
AC Characteristics (verified by random sampling)					
Transition frequency $I_C = 30\text{ mA}$ , $V_{CE} = 8\text{ V}$ , $f = 500\text{ MHz}$	$f_T$	4.5	6	-	GHz
Collector-base capacitance $V_{CB} = 10\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$ , $V_{BE} = 0$ , emitter grounded	$C_{cb}$	-	0.54	0.8	pF
Collector emitter capacitance $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$ , $V_{BE} = 0$ , base grounded	$C_{ce}$	-	0.25	-	
Emitter-base capacitance $V_{EB} = 0.5\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$ , $V_{CB} = 0$ , collector grounded	$C_{eb}$	-	1.9	-	
Noise figure $I_C = 5\text{ mA}$ , $V_{CE} = 8\text{ V}$ , $Z_S = Z_{Sopt}$ , $f = 900\text{ MHz}$ $I_C = 5\text{ mA}$ , $V_{CE} = 8\text{ V}$ , $Z_S = Z_{Sopt}$ , $f = 1.8\text{ GHz}$	$F$	- - -	1.5 2.6	- -	dB
Power gain, maximum available <sup>1)</sup> $I_C = 30\text{ mA}$ , $V_{CE} = 8\text{ V}$ , $Z_S = Z_{Sopt}$ , $Z_L = Z_{Lopt}$ , $f = 900\text{ MHz}$ $I_C = 30\text{ mA}$ , $V_{CE} = 8\text{ V}$ , $Z_S = Z_{Sopt}$ , $Z_L = Z_{Lopt}$ , $f = 1.8\text{ GHz}$	$G_{ma}$	- -	14.5 9.5	- -	
Transducer gain $I_C = 30\text{ mA}$ , $V_{CE} = 8\text{ V}$ , $Z_S = Z_L = 50\text{ }\Omega$ , $f = 900\text{ MHz}$ $I_C = 30\text{ mA}$ , $V_{CE} = 8\text{ V}$ , $Z_S = Z_L = 50\text{ }\Omega$ , $f = 1.8\text{ MHz}$	$ S_{21e} ^2$	- -	12.5 7	- -	

<sup>1)</sup> $G_{ma} = |S_{21e} / S_{12e}| (k \cdot (k^2 - 1))^{1/2}$

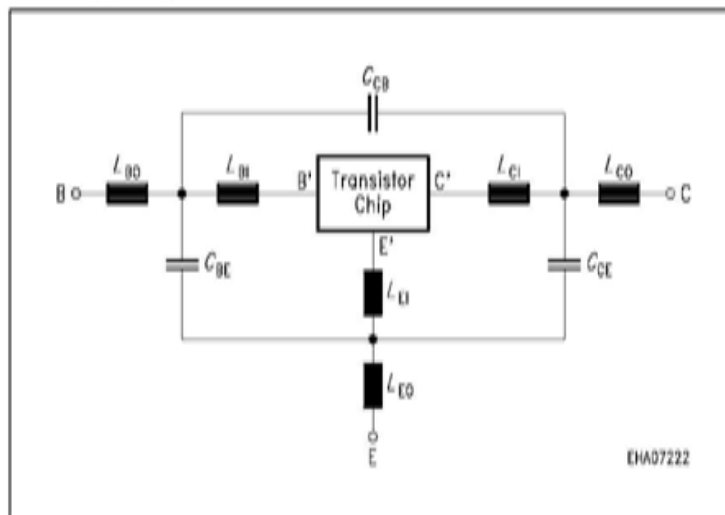


BFR93A

**SPICE Parameter (Gummel-Poon Model, Berkley-SPICE 2G.6 Syntax):****Transistor Chip Data:**

IS =	8.6752	fA	BF =	137.63	-	NF =	0.93633	-
VAF =	20.011	V	IKF =	0.33395	A	ISE =	2619.3	fA
NE =	1.5466	-	BR =	59	-	NR =	0.88761	-
VAR =	26.834	V	IKR =	0.015129	A	ISC =	0.70823	fA
NC =	1.95	-	RB =	7.2326	$\Omega$	IRB =	0.043806	mA
RBM =	3.4649	$\Omega$	RE =	1.0075	-	RC =	0.13193	$\Omega$
CJE =	3.1538	fF	VJE =	0.70393	V	MJE =	0.5071	-
TF =	33.388	ps	XTF =	0.28319	-	VTF =	0.17765	V
ITF =	2.5184	mA	PTF =	0	deg	CJC =	1039.5	fF
VJC =	0.72744	V	MJC =	0.34565	-	XCJC =	0.21442	-
TR =	1.1061	ns	CJS =	0	fF	VJS =	0.75	V
MJS =	0	-	XTB =	0	-	EG =	1.11	eV
XTI =	3	-	FC =	0.75935	-	TNOM	300	K

All parameters are ready to use, no scaling is necessary. Extracted on behalf of Infineon Technologies AG by:  
Institut für Mobil- und Satellitentechnik (IMST)

**Package Equivalent Circuit:**

$L_{BI}$ =	0.85	nH
$L_{BO}$ =	0.51	nH
$L_{EI}$ =	0.69	nH
$L_{EO}$ =	0.61	nH
$L_{CI}$ =	0	nH
$L_{CO}$ =	0.49	nH
$C_{BE}$ =	73	fF
$C_{CB}$ =	84	fF
$C_{CE}$ =	165	fF

Valid up to 6GHz

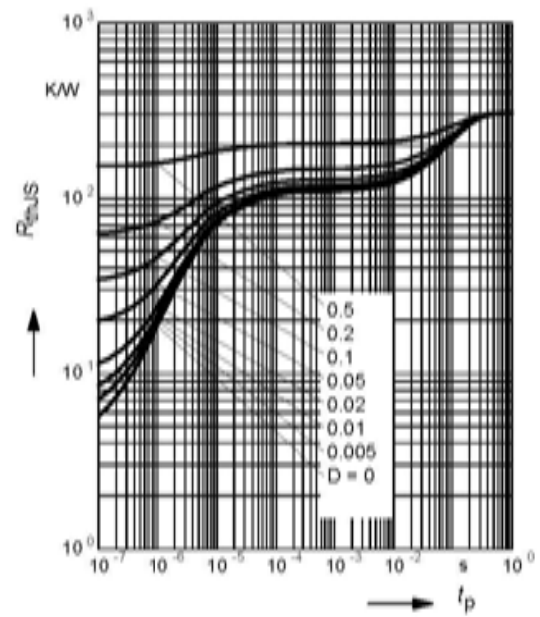
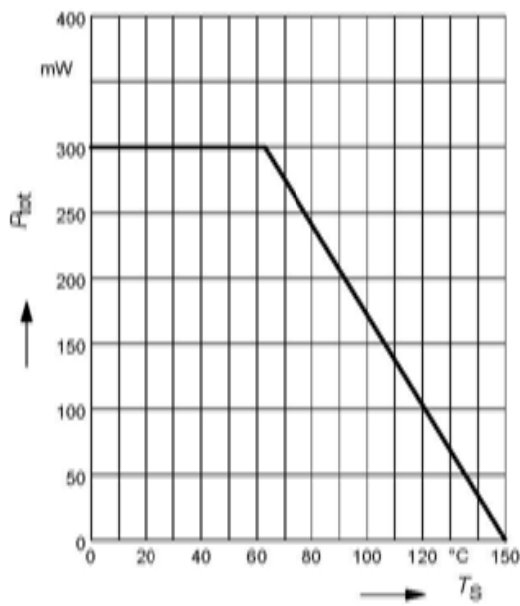
For examples and ready to use parameters  
please contact your local Infineon Technologies  
distributor or sales office to obtain a Infineon  
Technologies CD-ROM or see Internet:  
<http://www.infineon.com>



BFR93A

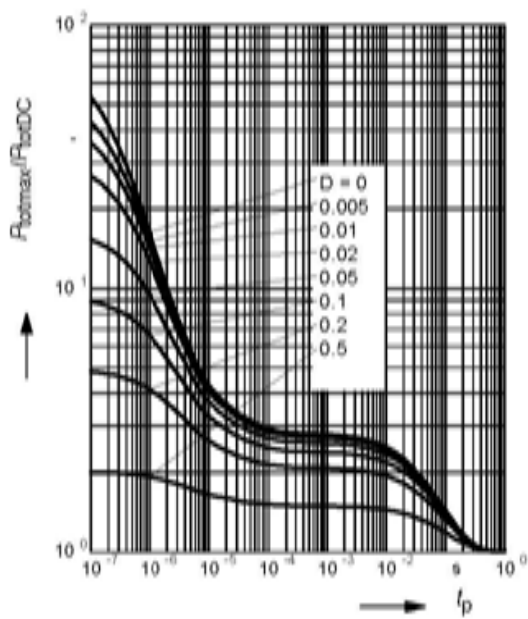
Total power dissipation  $P_{\text{tot}} = f(T_S)$

Permissible Pulse Load  $R_{\text{thJS}} = f(t_p)$



### Permissible Pulse Load

$P_{\text{totmax}}/P_{\text{totDC}} = f(t_p)$







# BFR93A/BFR93AR/BFR93AW

Vishay Semiconductors

## Silicon NPN Planar RF Transistor

### Features

- High power gain
- High transition frequency
- Low noise figure
- Lead (Pb)-free component
- Component in accordance to RoHS 2002/95/EC and WEEE 2002/96/EC



### Applications

- Wide band amplifier up to GHz range

### Mechanical Data

**Typ:** BFR93A

**Case:** SOT23 Plastic case

**Weight:** approx. 8.0 mg

**Marking:** + R2

**Pinning:** 1 = Collector, 2 = Base, 3 = Emitter

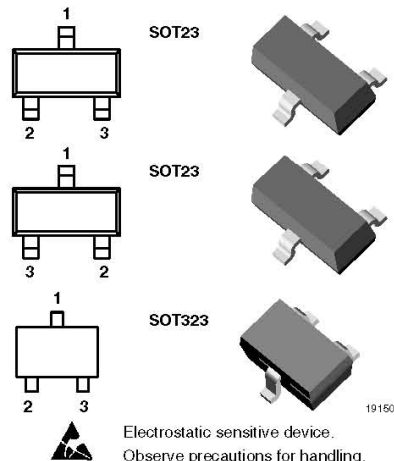
**Typ:** BFR93AR

**Case:** SOT23 Plastic case

**Weight:** approx. 8.0 mg

**Marking:** + R5

**Pinning:** 1 = Collector, 2 = Base, 3 = Emitter



**Typ:** BFR93AW

**Case:** SOT323 Plastic case

**Weight:** approx. 8.0 mg

**Marking:** WR2

**Pinning:** 1 = Collector, 2 = Base, 3 = Emitter

### Parts Table

Part	Ordering Code	Type Marking	Remarks	Package
BFR93A	BFR93AGELB-GS08	+ R2	Tape and Reel	SOT23
BFR93AR	BFR93ARGELB-GS08	+ R5	Tape and Reel	SOT23
BFR93AW	BFR93AW-GS08	WR2	Tape and Reel	SOT323

### Absolute Maximum Ratings

$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

Parameter	Test condition	Symbol	Value	Unit
Collector-base voltage		$V_{CBO}$	20	V
Collector-emitter voltage		$V_{CEO}$	12	V
Emitter-base voltage		$V_{EBO}$	2	V
Collector current		$I_C$	50	mA
Total power dissipation	$T_{amb} \leq 60\text{ }^{\circ}\text{C}$	$P_{tot}$	200	mW
Junction temperature		$T_j$	150	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature range		$T_{stg}$	- 65 to + 150	$^{\circ}\text{C}$

**BFR93A/BFR93AR/BFR93AW**

Vishay Semiconductors

**Maximum Thermal Resistance**

Parameter	Test condition	Symbol	Value	Unit
Junction ambient	1)	$R_{thJA}$	450	K/W

1) on glass fibre printed board (25 x 20 x 1.5) mm<sup>3</sup> plated with 35 µm Cu**Electrical DC Characteristics** $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

Parameter	Test condition	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
Collector-emitter cut-off current	$V_{CE} = 20\text{ V}$ , $V_{BE} = 0$	$I_{CES}$			100	µA
Collector-base cut-off current	$V_{CB} = 10\text{ V}$ , $I_E = 0$	$I_{CBO}$			100	nA
Emitter-base cut-off current	$V_{EB} = 2\text{ V}$ , $I_C = 0$	$I_{EBO}$			10	µA
Collector-emitter breakdown voltage	$I_C = 1\text{ mA}$ , $I_B = 0$	$V_{(BR)CEO}$	12			V
Collector-emitter saturation voltage	$I_C = 50\text{ mA}$ , $I_B = 5\text{ mA}$	$V_{CEsat}$		0.1	0.4	V
DC forward current transfer ratio	$V_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 30\text{ mA}$	$h_{FE}$	40	90	150	

**Electrical AC Characteristics** $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

Parameter	Test condition	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
Transition frequency	$V_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 30\text{ mA}$ , $f = 500\text{ MHz}$	$f_T$		6		GHz
Collector-base capacitance	$V_{CB} = 10\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$	$C_{cb}$		0.45		pF
Collector-emitter capacitance	$V_{CE} = 5\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$	$C_{ce}$		0.2		pF
Emitter-base capacitance	$V_{EB} = 0.5\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$	$C_{eb}$		1.5		pF
Noise figure	$V_{CE} = 8\text{ V}$ , $Z_S = 50\text{ }\Omega$ , $f = 800\text{ MHz}$ , $I_C = 5\text{ mA}$	F		1.6		dB
	$V_{CE} = 8\text{ V}$ , $Z_S = 50\text{ }\Omega$ , $f = 800\text{ MHz}$ , $I_C = 25\text{ mA}$	F		2.1		dB
Power gain	$V_{CE} = 8\text{ V}$ , $I_C = 25\text{ mA}$ , $Z_S = 50\text{ }\Omega$ , $Z_L = Z_{Lopt}$ , $f = 800\text{ MHz}$	$G_{pe}$		14		dB
Linear output voltage - two tone intermodulation test	$V_{CE} = 8\text{ V}$ , $I_C = 25\text{ mA}$ , $d_{IM} = 60\text{ dB}$ , $f_1 = 806\text{ MHz}$ , $f_2 = 810\text{ MHz}$ , $Z_S = Z_L = 50\text{ }\Omega$	$V_1 = V_2$		260		mV
Third order intercept point	$V_{CE} = 8\text{ V}$ , $I_C = 25\text{ mA}$ , $f = 800\text{ MHz}$	$IP_3$		31		dBm





# BFR93A/BFR93AR/BFR93AW

Vishay Semiconductors

## Common Emitter S-Parameters

$Z_0 = 50 \Omega$ ,  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified

$V_{CE}/V$	$I_C/mA$	$f/MHz$	S11		S21		S12		S22	
			LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG
				deg		deg		deg		deg
8	5	100	0.811	- 33.9	12.66	152.2	0.028	72.8	0.914	- 15.0
		300	0.530	- 83.4	8.32	117.3	0.058	57.8	0.661	- 27.4
		500	0.370	- 116.3	5.67	99.8	0.075	56.7	0.537	- 26.9
		800	0.274	- 149.7	3.77	85.0	0.099	59.8	0.487	- 23.8
		1000	0.256	- 165.5	3.11	77.8	0.117	61.8	0.485	- 24.2
		1200	0.255	- 178.6	2.67	71.1	0.135	62.6	0.481	- 26.8
		1500	0.277	162.7	2.21	62.1	0.163	63.3	0.466	- 31.3
		1800	0.294	146.0	1.91	54.0	0.194	63.3	0.455	- 35.0
		2000	0.312	136.2	1.76	49.4	0.215	62.7	0.454	- 38.4
8	10	100	0.676	- 44.9	19.22	142.3	0.025	69.9	0.832	- 21.0
		300	0.377	- 97.1	10.24	108.0	0.050	62.8	0.539	- 29.0
		500	0.259	- 131.0	6.59	93.8	0.071	64.8	0.441	- 25.0
		800	0.197	- 164.2	4.26	81.6	0.102	66.9	0.415	- 20.4
		1000	0.189	- 178.0	3.48	75.4	0.124	67.2	0.423	- 21.1
		1200	0.195	169.8	2.98	69.5	0.147	66.7	0.424	- 24.2
		1500	0.222	155.6	2.46	61.4	0.179	65.4	0.409	- 29.0
		1800	0.245	140.0	2.12	54.1	0.212	63.6	0.398	- 32.6
		2000	0.263	131.3	1.95	49.9	0.235	62.0	0.397	- 36.2
8	15	100	0.597	- 52.0	22.81	136.3	0.023	69.3	0.774	- 23.9
		300	0.306	- 105.2	10.94	103.8	0.047	66.5	0.484	- 28.5
		500	0.219	- 139.3	6.91	91.3	0.070	68.4	0.405	- 23.3
		800	0.172	- 172.8	4.45	80.0	0.104	69.5	0.390	- 18.3
		1000	0.165	174.6	3.62	74.3	0.128	69.0	0.401	- 19.4
		1200	0.174	164.9	3.09	68.8	0.151	68.1	0.403	- 22.7
		1500	0.201	152.9	2.54	61.0	0.185	66.0	0.388	- 27.8
		1800	0.226	137.5	2.19	53.9	0.219	63.8	0.377	- 31.4
		2000	0.245	128.5	2.01	49.7	0.243	61.8	0.375	- 35.3
8	20	100	0.540	- 56.8	24.86	132.3	0.022	68.6	0.732	- 25.5
		300	0.274	- 110.3	11.22	101.5	0.046	68.6	0.455	- 27.6
		500	0.199	- 144.7	7.03	89.8	0.070	70.5	0.387	- 21.9
		800	0.164	- 177.3	4.49	79.2	0.105	70.9	0.380	- 16.9
		1000	0.160	171.1	3.66	73.5	0.130	70.1	0.391	- 18.2
		1200	0.166	162.3	3.13	68.2	0.153	68.6	0.393	- 21.8
		1500	0.197	151.6	2.58	60.5	0.188	66.2	0.378	- 27.1
		1800	0.223	135.8	2.21	53.7	0.222	63.8	0.367	- 30.9
		2000	0.242	128.2	2.04	49.5	0.246	61.8	0.365	- 34.7
8	25	100	0.502	- 61.1	26.06	129.3	0.021	68.7	0.702	- 26.4
		300	0.254	- 114.6	11.32	99.8	0.045	69.6	0.438	- 26.5
		500	0.191	- 148.9	7.05	88.8	0.070	71.5	0.378	- 20.6
		800	0.162	178.0	4.51	78.5	0.106	71.5	0.374	- 16.0
		1000	0.158	167.6	3.66	73.0	0.131	70.5	0.387	- 17.5
		1200	0.163	159.3	3.13	67.6	0.154	69.0	0.389	- 21.2
		1500	0.200	149.0	2.57	60.1	0.190	66.4	0.374	- 26.6
		1800	0.220	134.7	2.21	53.2	0.224	63.8	0.364	- 30.5
		2000	0.243	128.4	2.04	48.9	0.248	61.7	0.361	- 34.4

**BFR93A/BFR93AR/BFR93AW**

Vishay Semiconductors

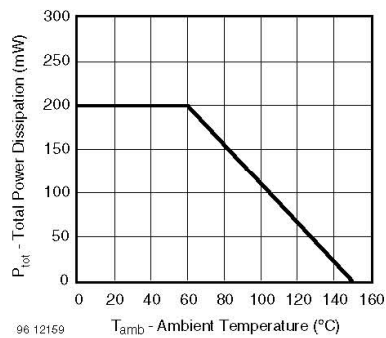
**Typical Characteristics** $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

Figure 1. Total Power Dissipation vs. Ambient Temperature

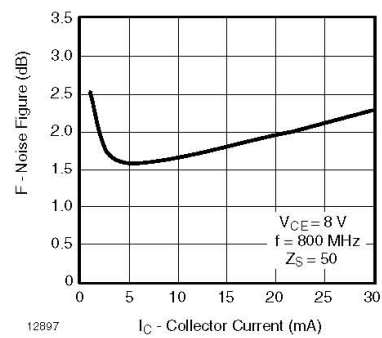


Figure 4. Noise Figure vs. Collector Current

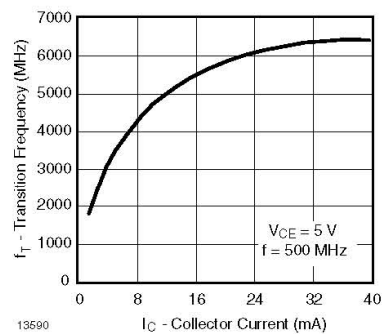


Figure 2. Transition Frequency vs. Collector Current

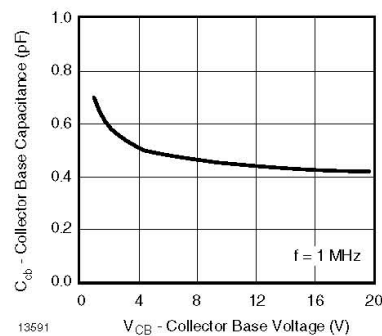


Figure 3. Collector Base Capacitance vs. Collector Base Voltage



# BFR93A/BFR93AR/BFR93AW

Vishay Semiconductors

$V_{CE} = 8\text{ V}$ ,  $I_C = 25\text{ mA}$ ,  $Z_0 = 50\ \Omega$

$S_{11}$

$S_{21}$

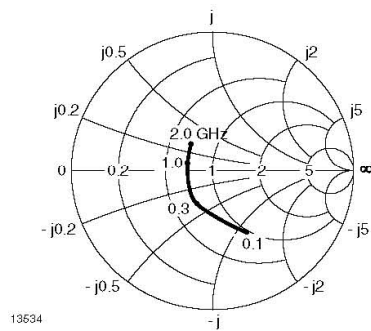


Figure 5. Input Reflection Coefficient

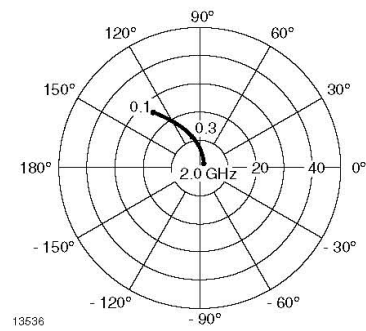


Figure 7. Forward Transmission Coefficient

$S_{12}$

$S_{22}$

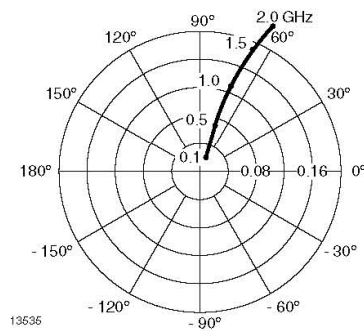


Figure 6. Reverse Transmission Coefficient

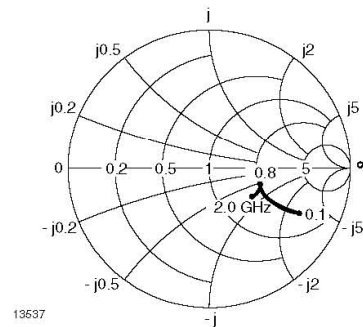
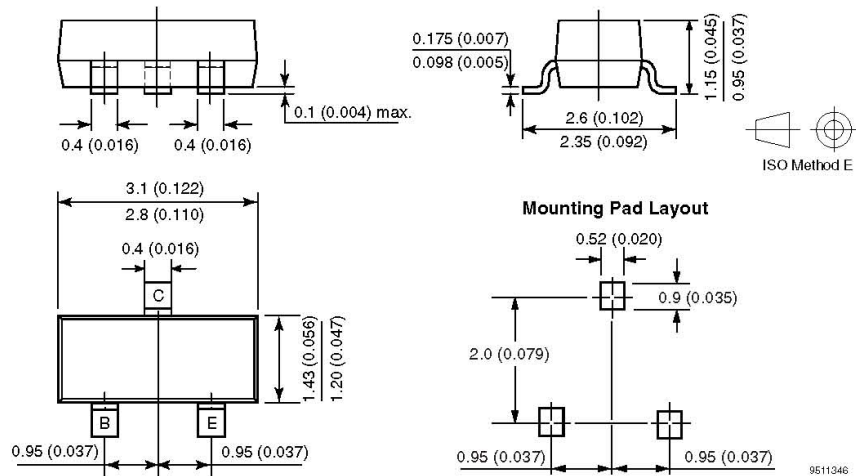
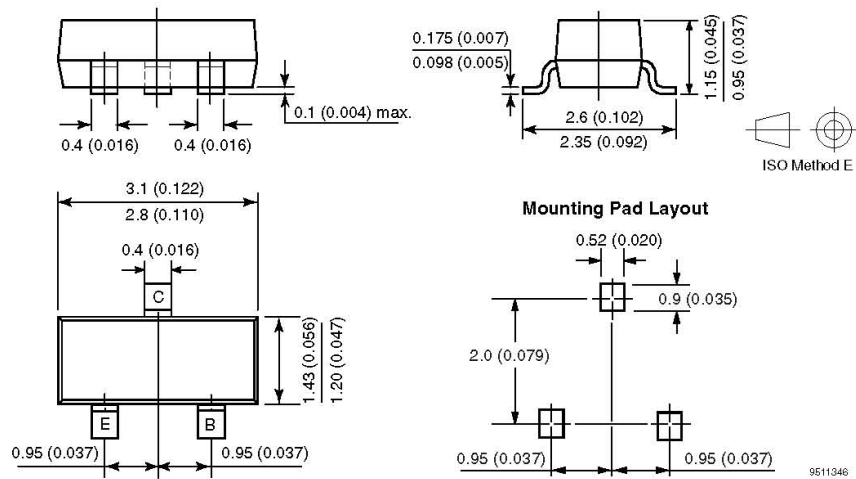


Figure 8. Output Reflection Coefficient

**BFR93A/BFR93AR/BFR93AW**

Vishay Semiconductors

**Package Dimensions in mm (Inches): SOT23 (BFR93A)****Package Dimensions in mm (Inches): SOT23 (BFR93AR)**



# BFR93A/BFR93AR/BFR93AW

Vishay Semiconductors

Package Dimensions in mm (Inches): SOT323 (BFR93AW)

